

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

JC828 U.S. PTO  
09/911823  
07/25/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年 8月 3日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-235589

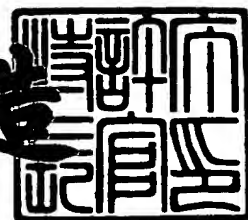
出 願 人  
Applicant(s):

三洋電機株式会社

2001年 6月18日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3056832

【書類名】 特許願

【整理番号】 JEA1000042

【提出日】 平成12年 8月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/264

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社  
社内

【氏名】 北門 順

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社  
社内

【氏名】 土居 義晴

【特許出願人】

【識別番号】 000001889

【住所又は居所】 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

【氏名又は名称】 三洋電機株式会社

【代理人】

【識別番号】 100064746

【弁理士】

【氏名又は名称】 深見 久郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100085132

【弁理士】

【氏名又は名称】 森田 俊雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100091409

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 英彦

【選任した代理人】

【識別番号】 100096781

【弁理士】

【氏名又は名称】 堀井 豊

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008693

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ドップラー周波数推定回路およびドップラー周波数推定回路を用いた無線装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置において、特定の端末との間の伝搬路のドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定回路であって、

離散的に配置された複数のアンテナで受信した信号に基づいて、前記複数の端末のうち前記特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離手段と、

前記複数のアンテナで受信した信号に基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の受信応答ベクトルを推定する受信伝搬路推定手段と、

前記受信伝搬路推定手段によって推定された時間的に前後する受信応答ベクトルに基づいてベクトル相関値を算出する相関演算手段と、

予め経験的に決定されたベクトル相関値とドップラー周波数との対応関係に基づいて、前記相関演算手段によって算出されたベクトル相関値に対応するドップラー周波数を推定する推定手段とを備えた、ドップラー周波数推定回路。

【請求項 2】 前記相関演算手段は、

前記時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出して前記ベクトル相関値として出力する算出手段を含む、請求項 1 に記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 3】 前記相関演算手段は、

前記時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出する算出手段と、

前記算出手段によって算出された過去の相関値と現在の相関値とを所定の重み係数で重み付け平均して得られた平均値を前記ベクトル相関値として出力する平均化手段とを含む、請求項 1 に記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 4】 前記所定の重み係数は、過去の相関値に対する重みが大きく、現在の相関値に対する重みが小さくなるように設定される、請求項 3 に記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 5】 前記相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項 1 から 4 のいずれかに記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 6】 前記相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、過去のフレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項 1 から 4 のいずれかに記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 7】 前記相関演算手段は、同一スロットの前半における受信応答ベクトルと、後半における受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項 1 から 4 のいずれかに記載のドップラー周波数推定回路。

【請求項 8】 リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置であって、

離散的に配置された複数のアンテナと、

信号の送受信時に前記複数のアンテナを共用する送信回路および受信回路とを備え、

前記受信回路は、

受信信号の受信時に、前記複数のアンテナからの信号に基づいて、前記複数の端末のうち特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離手段と、

前記受信信号の受信時に、前記複数のアンテナからの信号に基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の受信応答ベクトルを推定する受信伝搬路推定手段とを含み、

前記送信回路は、

前記受信伝搬路推定手段の推定結果に基づいて、送信信号の送信時の伝搬路の送信応答ベクトルを推定する送信伝搬路推定手段と、

前記送信伝搬路推定手段の推定結果に基づいて、前記送信信号の送信時の前記アンテナ指向性を更新する送信指向性制御手段とを含み、

前記送信伝搬路推定手段は、

前記受信伝搬路推定手段によって推定された前記特定の端末からの上り回線ス

ロットの複数の前記受信応答ベクトルに基づく外挿処理により、前記特定の端末への下り回線スロットの前記送信応答ベクトルを算出する外挿手段と、

前記伝搬路のドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定手段と、

前記伝搬路のドップラー周波数に応じて予め決定された、前記外挿処理に用いる複数のパラメータを保持した記憶手段と、

前記保持された複数のパラメータのうち前記推定されたドップラー周波数に対応するパラメータを選択して前記外挿手段による外挿処理に適用する選択手段とを有し、

前記ドップラー周波数推定手段は、

前記受信伝搬路推定手段によって推定された時間的に前後する受信応答ベクトルに基づいてベクトル相関値を算出する相関演算手段と、

予め経験的に決定されたベクトル相関値とドップラー周波数との対応関係に基づいて、前記相関演算手段によって算出されたベクトル相関値に対応するドップラー周波数を推定する推定手段とを含む、無線装置。

【請求項 9】 前記相関演算手段は、

前記時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出して前記ベクトル相関値として出力する算出手段を含む、請求項 8 に記載の無線装置。

【請求項 10】 前記相関演算手段は、

前記時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出する算出手段と、

前記算出手段によって算出された過去の相関値と現在の相関値とを所定の重み係数で重み付け平均して得られた平均値を前記ベクトル相関値として出力する平均化手段とを含む、請求項 8 に記載の無線装置。

【請求項 11】 前記所定の重み係数は、過去の相関値に対する重みが大きく、現在の相関値に対する重みが小さくなるように設定される、請求項 10 に記載の無線装置。

【請求項 12】 前記相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項 8 から 11 のいずれかに記載の無線

装置。

【請求項13】 前記相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、過去のフレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項8から11のいずれかに記載の無線装置。

【請求項14】 前記相関演算手段は、同一スロットの前半における受信応答ベクトルと、後半における受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する、請求項8から11のいずれかに記載の無線装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、リアルタイムにアンテナ指向性を変更可能な無線装置の構成に関し、特に、アダプティブアレイ無線基地局において用いられる無線装置の構成に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、移動通信システムにおいて、周波数の有効利用を図るべく種々の伝送チャネル割当方法が提案されており、その一部のものは実用化されている。

【0003】

図13は周波数分割多重接続 (Frequency Division Multiple Access: FDMA), 時分割多重接続 (Time Division Multiple Access: TDMA) およびPDMA (Path Division Multiple Access)の各種の通信システムにおけるチャネルの配置図である。

【0004】

まず、図13を参照して、FDMA, TDMAおよびPDMAについて簡単に説明する。図13(a)はFDMAを示す図であって、異なる周波数 $f_1 \sim f_4$ の電波でユーザ1~4のアナログ信号が周波数分割されて伝送され、各ユーザ1~4の信号は周波数フィルタによって分離される。

【0005】

図 1 3 ( b ) に示す TDMA においては、各ユーザのデジタル化された信号が、異なる周波数  $f_1 \sim f_4$  の電波で、かつ一定の時間 (タイムスロット) ごとに時分割されて伝送され、各ユーザの信号は周波数フィルタと基地局および各ユーザ移動端末装置間の時間同期とにより分離される。

【 0 0 0 6 】

一方、最近では、携帯型電話機の普及により電波の周波数利用効率を高めるために、PDMA 方式が提案されている。この PDMA 方式は、図 1 3 ( c ) に示すように、同じ周波数における 1 つのタイムスロットを空間的に分割して複数のユーザのデータを伝送するものである。この PDMA では各ユーザの信号は周波数フィルタと基地局および各ユーザ移動端末装置間の時間同期とアダプティブアレイ (adaptive array) などの相互干渉除去装置とを用いて分離される。

【 0 0 0 7 】

このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理については、たとえば下記の文献に説明されている。

【 0 0 0 8 】

B. Widrow, et al. : "Adaptive Antenna Systems, "Proc. IEEE, vol.55, No.12, pp.2143-2159 (Dec. 1967) .

S. P. Applebaum : "Adaptive Arrays ", IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-24, No.5, pp.585-598 (Sept. 1976) .

O. L. Frost, III: "Adaptive Least Squares Optimization Subject to Linear Equality Constraints, "SEL-70-055, Technical Report, No.6796-2, Information System Lab., Stanford Univ. (Aug. 1970) .

B. Widrow and S. D. Stearns : "Adaptive Signal Processing, "Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1985) .

R. A. Monzingo and T. W. Miller : "Introduction to Adaptive Arrays, "John Wiley & Sons, New York (1980) .

J. E. Hudson: "Adaptive Array Principles, "Peter Peregrinus Ltd., London (1981) .

R. T. Compton, Jr.: "Adaptive Antennas - Concepts and Performance, "Pre



ntice-Hall, Englewood Cliffs (1988) .

E. Nicolau and D. Zaharia: "Adaptive Arrays," Elsevier, Amsterdam (1989) .

図 1 4 は、このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理を概念的に示す模式図である。図 1 4 において、1 つのアダプティブアレイ無線基地局 1 は、 $n$  本のアンテナ # 1, # 2, # 3, ..., #  $n$  からなるアレイアンテナ 2 を備えており、その電波が届く範囲を第 1 の斜線領域 3 として表わす。一方、隣接する他の無線基地局 6 の電波が届く範囲を第 2 の斜線領域 7 として表わす。

【0 0 0 9】

領域 3 内で、ユーザ A の端末である携帯電話機 4 とアダプティブアレイ無線基地局 1 との間で電波信号の送受信が行なわれる (矢印 5) 。一方、領域 7 内で、他のユーザ B の端末である携帯電話機 8 と無線基地局 6 との間で電波信号の送受信が行なわれる (矢印 9) 。

【0 0 1 0】

ここで、たまたまユーザ A の携帯電話機 4 の電波信号の周波数とユーザ B の携帯電話機 8 の電波信号の周波数とが等しいとき、ユーザ B の位置によっては、ユーザ B の携帯電話機 8 からの電波信号が領域 3 内で不要な干渉信号となり、ユーザ A の携帯電話機 4 とアダプティブアレイ無線基地局 1 との間の電波信号に混入してしまうことになる。

【0 0 1 1】

このように、ユーザ A および B の双方からの混合した電波信号を受信したアダプティブアレイ無線基地局 1 では、何らかの処理を施さなければ、ユーザ A および B の双方からの信号が混じった信号を出力することとなり、本来通話すべきユーザ A の通話が妨げられることになる。

【0 0 1 2】

[従来のアダプティブアレイアンテナの構成および動作]

アダプティブアレイ無線基地局 1 では、このユーザ B からの信号を出力信号から除去するために、次のような処理を行なっている。図 1 5 は、アダプティブアレイ無線基地局 1 の構成を示す概略ブロック図である。

## 【0013】

まず、ユーザAからの信号を $A(t)$ 、ユーザBからの信号を $B(t)$ とすると、図14のアレイアンテナ2を構成する第1のアンテナ#1での受信信号 $x_1(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_1(t) = a_1 \times A(t) + b_1 \times B(t)$$

ここで、 $a_1$ 、 $b_1$ は、後述するようにリアルタイムで変化する係数である。

## 【0014】

次に、第2のアンテナ#2での受信信号 $x_2(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_2(t) = a_2 \times A(t) + b_2 \times B(t)$$

ここで、 $a_2$ 、 $b_2$ も同様にリアルタイムで変化する係数である。

## 【0015】

次に、第3のアンテナ#3での受信信号 $x_3(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_3(t) = a_3 \times A(t) + b_3 \times B(t)$$

ここで、 $a_3$ 、 $b_3$ も同様にリアルタイムで変化する係数である。

## 【0016】

同様に、第 $n$ のアンテナ# $n$ での受信信号 $x_n(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_n(t) = a_n \times A(t) + b_n \times B(t)$$

ここで、 $a_n$ 、 $b_n$ も同様にリアルタイムで変化する係数である。

## 【0017】

上記の係数 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ 、 $\dots$ 、 $a_n$ は、ユーザAからの電波信号に対し、アレイアンテナ2を構成するアンテナ#1、#2、#3、 $\dots$ 、# $n$ のそれぞれの相対位置が異なるため（たとえば、各アンテナ同士は互いに、電波信号の波長の5倍、すなわち1メートル程度の間隔をあけて配されている）、それぞれのアンテナでの受信強度に差が生じることを表わしている。

## 【0018】

また、上記の係数 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $\dots$ 、 $b_n$ も同様に、ユーザBからの電波

信号に対し、アンテナ#1, #2, #3, ..., #nのそれぞれでの受信強度に差が生じることを表わしている。各ユーザは移動しているため、これらの係数はリアルタイムで変化する。

## 【0019】

それぞれのアンテナで受信された信号 $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $x_3(t)$ , ...,  $x_n(t)$ は、対応するスイッチ10-1, 10-2, 10-3, ..., 10-nを介してアダプティブアレイ無線基地局1を構成する受信部1Rに入り、ウェイトベクトル制御部11に与えられるとともに、対応する乗算器12-1, 12-2, 12-3, ..., 12-nの一方入力にそれぞれ与えられる。

## 【0020】

これらの乗算器の他方入力には、ウェイトベクトル制御部11からそれぞれのアンテナでの受信信号に対する重み $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$ , ...,  $w_n$ が印加される。これらの重みは、後述するように、ウェイトベクトル制御部11により、リアルタイムで算出される。

## 【0021】

したがって、アンテナ#1での受信信号 $x_1(t)$ は、乗算器12-1を経て、 $w_1 \times (a_1 A(t) + b_1 B(t))$ となり、アンテナ#2での受信信号 $x_2(t)$ は、乗算器12-2を経て、 $w_2 \times (a_2 A(t) + b_2 B(t))$ となり、アンテナ#3での受信信号 $x_3(t)$ は、乗算器12-3を経て、 $w_3 \times (a_3 A(t) + b_3 B(t))$ となり、さらにアンテナ#nでの受信信号 $x_n(t)$ は、乗算器12-nを経て、 $w_n \times (a_n A(t) + b_n B(t))$ となる。

## 【0022】

これらの乗算器12-1, 12-2, 12-3, ..., 12-nの出力は、加算器13で加算され、その出力は下記ようになる：

$$w_1 (a_1 A(t) + b_1 B(t)) + w_2 (a_2 A(t) + b_2 B(t)) + w_3 (a_3 A(t) + b_3 B(t)) + \dots + w_n (a_n A(t) + b_n B(t))$$

これを信号 $A(t)$ に関する項と信号 $B(t)$ に関する項とに分けると次のよ

うになる：

$$(w_1 a_1 + w_2 a_2 + w_3 a_3 + \dots + w_n a_n) A(t) + (w_1 b_1 + w_2 b_2 + w_3 b_3 + \dots + w_n b_n) B(t)$$

ここで、後述するように、アダプティブアレイ無線基地局1は、ユーザA、Bを識別し、所望のユーザからの信号のみを抽出できるように上記重み $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$ 、 $\dots$ 、 $w_n$ を計算する。たとえば、図15の例では、ウェイトベクトル制御部11は、本来通話すべきユーザAからの信号 $A(t)$ のみを抽出するために、係数 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ 、 $\dots$ 、 $a_n$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ 、 $\dots$ 、 $b_n$ を定数とみなし、信号 $A(t)$ の係数が全体として1、信号 $B(t)$ の係数が全体として0となるように、重み $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$ 、 $\dots$ 、 $w_n$ を計算する。

#### 【0023】

すなわち、ウェイトベクトル制御部11は、下記の連立一次方程式を解くことにより、信号 $A(t)$ の係数が1、信号 $B(t)$ の係数が0となる重み $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$ 、 $\dots$ 、 $w_n$ をリアルタイムで算出する：

$$w_1 a_1 + w_2 a_2 + w_3 a_3 + \dots + w_n a_n = 1$$

$$w_1 b_1 + w_2 b_2 + w_3 b_3 + \dots + w_n b_n = 0$$

この連立一次方程式の解法の説明は省略するが、先に列挙した文献に記載されているとおり周知であり、現にアダプティブアレイ無線基地局において既に実用化されているものである。

#### 【0024】

このように重み $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$ 、 $\dots$ 、 $w_n$ を設定することにより、加算器13の出力信号は下記のとおりとなる：

$$\text{出力信号} = 1 \times A(t) + 0 \times B(t) = A(t)$$

[ユーザの識別、トレーニング信号]

なお、前記のユーザA、Bの識別は次のように行なわれる。

#### 【0025】

図16は、携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。携帯電話機の電波信号は大きくは、無線基地局にとって既知の信号系列からなるプリアンブルと、無線基地局にとって未知の信号系列からなるデータ（音声など）とか

ら構成される。

【0026】

プリアンプルの信号系列は、当該ユーザが無線基地局にとって通話すべき所望のユーザかどうかを見分けるための情報の信号系列を含んでいる。アダプティブアレイ無線基地局1のウェイトベクトル制御部11（図15）は、メモリ14から取出したユーザAに対応したトレーニング信号と、受信した信号系列とを対比し、ユーザAに対応する信号系列を含んでいると思われる信号を抽出するようにウェイトベクトル制御（重みの決定）を行なう。このようにして抽出されたユーザAの信号は、出力信号SRX(t)としてアダプティブアレイ無線基地局1から外部出力される。

【0027】

一方、図15において、外部からの入力信号STX(t)は、アダプティブアレイ無線基地局1を構成する送信部1Tに入り、乗算器15-1, 15-2, 15-3, ..., 15-nの一方入力に与えられる。これらの乗算器の他方入力にはそれぞれ、ウェイトベクトル制御部11により先に受信信号に基づいて算出された重みw1, w2, w3, ..., wnがコピーされて印加される。

【0028】

これらの乗算器によって重み付けされた入力信号は、対応するスイッチ10-1, 10-2, 10-3, ..., 10-nを介して、対応するアンテナ#1, #2, #3, ..., #nに送られ、図14の領域3内に送信される。

【0029】

ここで、受信時と同じアレイアンテナ2を用いて送信される信号には、受信信号と同様にユーザAをターゲットとする重み付けがされているため、送信された電波信号はあたかもユーザAに対する指向性を有するかのようユーザAの携帯電話機4により受信される。図17は、このようなユーザAとアダプティブアレイ無線基地局1との間での電波信号の授受をイメージ化した図である。現実電波が届く範囲を示す図14の領域3に対比して、図17の仮想上の領域3aに示すようにアダプティブアレイ無線基地局1からはユーザAの携帯電話機4をターゲットとして指向性を伴って電波信号が放射されている状態がイメージされる。

## 【 0 0 3 0 】

## 【発明が解決しようとする課題】

上述の通り、PDMA方式では、同一チャネル干渉を除去する技術が必要である。この点で、干渉波に適応的にヌルを向けるアダプティブアレイは、希望波のレベルより干渉波のレベルが高い場合でも効果的に干渉波を抑制できるため、有効な手段である。

## 【 0 0 3 1 】

ところで、基地局にアダプティブアレイを用いた場合には、受信時の干渉除去だけではなく、送信時に不要な放射を低減することも可能である。

このとき、送信時のアレイパターンは、受信時のアレイパターンを用いるか、到来方向推定などの結果から新たに生成する手法が考えられる。後者はFDD (Frequency Division Duplex)、TDD (Time Division Duplex) を問わず適用することができるが、複雑な処理が必要となる。一方、前者をFDDで用いる場合、送受信のアレイパターンが異なるため、アレイ配置やウェイトなどの補正が必要となる。このため、一般には、TDDでの適用が前提となり、外部スロットが連続した環境では良好な特性が得られている。

## 【 0 0 3 2 】

以上説明したように、基地局にアダプティブアレイを用いたTDD/PDMA方式では、上り回線で得られたアレイパターン（ウェイトベクトルパターン）を下り回線で使用する際に、角度広がりのある動的なレイリー伝搬度を想定した場合には、上下回線間の時間差により下り回線で送信指向性が劣化する場合がある。

## 【 0 0 3 3 】

つまり、上り回線（アップリンク）でユーザ端末から基地局に電波が送信されてから、逆に基地局から下り回線（ダウンリンク）によりユーザ端末に電波を射出するまでに時間間隔があるため、ユーザ端末の移動速度が無視できない場合、基地局からの電波の射出方向と実際のユーザ端末の存在する方向との誤差のために送信指向性が劣化してしまうためである。

## 【 0 0 3 4 】

このような伝搬路の変動を考慮した下り回線用ウエイトの推定法として、上り回線で得られた受信応答ベクトルを用いた外挿処理により下り回線の送信応答ベクトルを推定する手法が提案されている。

## 【 0 0 3 5 】

しかしながら、受信信号のノイズやサンプリング誤差などにより上り回線で推定された受信応答ベクトルに推定誤差があれば、伝搬路のフェージングの程度に応じて外挿処理の結果に誤差が生じ、下り回線の送信応答ベクトルを正確に推定できず、ひいては良好な送信指向性制御を行なうことができなくなる。したがって、外挿誤差の発生を防止するには、伝搬路のフェージングの程度すなわちドップラー周波数を知る必要がある。

## 【 0 0 3 6 】

時間的に前後する受信信号に含まれる基準信号の相関値を求めてフェージングの程度を推定する方法が従来から提案されており、たとえば特開平 7 - 1 6 2 3 6 0 号公報に開示されている。しかしながら、このような従来の方法では、受信信号そのものに含まれる基準信号を用いて相関値の計算を行なっているため干渉成分を多く含み、正確な推定が困難であるという問題があった。

## 【 0 0 3 7 】

また、基準信号のタイミングは固定されているため、任意のタイミングで相関値の算出を行なうことができず、演算処理の融通性に欠けるという問題もあった。

## 【 0 0 3 8 】

一方、アダプティブアレイ処理によって分離されたユーザ端末ごとの伝搬路のドップラー周波数を推定する方法はいまだ開発されていないという問題があった。

## 【 0 0 3 9 】

本発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであって、受信信号における干渉成分の影響を受けることなく、また演算処理の融通性も増大させた、ユーザ端末ごとのドップラー周波数を推定するためのドップラー周波数推定回路、およびそのようなドップラー周波数推定回路を用いた無線装置を提供す

ることを目的とする。

【0040】

【課題を解決するための手段】

この発明は、リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置において、特定の端末との間の伝搬路のドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定回路であって、離散的に配置された複数のアンテナで受信した信号に基づいて、複数の端末のうち特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離手段と、複数のアンテナで受信した信号に基づいて、特定の端末からの伝搬路の受信応答ベクトルを推定する受信伝搬路推定手段と、受信伝搬路推定手段によって推定された時間的に前後する受信応答ベクトルに基づいてベクトル相関値を算出する相関演算手段と、予め経験的に決定されたベクトル相関値とドップラー周波数との対応関係に基づいて、相関演算手段によって算出されたベクトル相関値に対応するドップラー周波数を推定する推定手段とを備える。

【0041】

この発明によれば、受信信号そのものではなく受信応答ベクトル同士の相関値を求めることにより、干渉成分の影響を受けることなく、分離された特定の端末ごとの伝搬路のドップラー周波数を正確に推定することができる。

【0042】

好ましくは、相関演算手段は、時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出してベクトル相関値として出力する算出手段を含む。

【0043】

この発明によれば、任意のタイミングで受信応答ベクトル同士の相関を取ることができるので、伝搬路の瞬時的なドップラー周波数を正確に推定することができる。

【0044】

より好ましくは、相関演算手段は、時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出する算出手段と、算出手段によって算出された過去の相関値と現在の相関値とを所定の重み係数で重み付け平均して得られた平均値をベク



トル相関値として出力する平均化手段とを含む。

【0045】

この発明によれば、急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でも、相関値を平均化することにより、そのような誤りに影響されることなくドップラー周波数を正確に推定することができる。

【0046】

より好ましくは、所定の重み係数は、過去の相関値に対する重みが大きく、現在の相関値に対する重みが小さくなるように設定される。

【0047】

この発明によれば、平均化に際して過去の相関値の重み付けを大きくすることにより、たとえ急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でもそのような誤りに影響されることなく、より正確にドップラー周波数を推定することができる。

【0048】

より好ましくは、相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0049】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができる。

【0050】

より好ましくは、相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、過去のフレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0051】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができ、特に、受信エラーの影響を排除

することができる。

【0052】

より好ましくは、相関演算手段は、同一スロットの前半における受信応答ベクトルと、後半における受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0053】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができる。

【0054】

この発明の他の局面によれば、リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置であって、離散的に配置された複数のアンテナと、信号の送受信時に複数のアンテナを共用する送信回路および受信回路とを備え、受信回路は、受信信号の受信時に、複数のアンテナからの信号に基づいて、複数の端末のうち特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離手段と、受信信号の受信時に、複数のアンテナからの信号に基づいて、特定の端末からの伝搬路の受信応答ベクトルを推定する受信伝搬路推定手段とを含み、送信回路は、受信伝搬路推定手段の推定結果に基づいて、送信信号の送信時の伝搬路の送信応答ベクトルを推定する送信伝搬路推定手段と、送信伝搬路推定手段の推定結果に基づいて、送信信号の送信時のアンテナ指向性を更新する送信指向性制御手段とを含む。送信伝搬路推定手段は、受信伝搬路推定手段によって推定された特定の端末からの上り回線スロットの複数の受信応答ベクトルに基づく外挿処理により、特定の端末への下り回線スロットの送信応答ベクトルを算出する外挿手段と、伝搬路のドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定手段と、伝搬路のドップラー周波数に応じて予め決定された、外挿処理に用いる複数のパラメータを保持した記憶手段と、保持された複数のパラメータのうち推定されたドップラー周波数に対応するパラメータを選択して外挿手段による外挿処理に適用する選択手段とを有する。ドップラー周波数推定手段は、受信伝搬路推定手段によって推定された時間的に前後する受信応答ベクトルに基づいて

ベクトル相関値を算出する相関演算手段と、予め経験的に決定されたベクトル相関値とドップラー周波数との対応関係に基づいて、相関演算手段によって算出されたベクトル相関値に対応するドップラー周波数を推定する推定手段とを含む。

## 【 0 0 5 5 】

この発明によれば、受信信号そのものではなく受信応答ベクトル同士の相関値を求めることにより、干渉成分の影響を受けることなく、分離された特定の端末ごとの伝搬路のドップラー周波数を正確に推定することができるので、たとえ上り回線で推定された受信応答ベクトルに推定誤差があっても、下り回線の送信応答ベクトルを正確に推定することができ、ひいては良好な送信指向性制御を実現することができる。

## 【 0 0 5 6 】

好ましくは、相関演算手段は、時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出してベクトル相関値として出力する算出手段を含む。

## 【 0 0 5 7 】

この発明によれば、任意のタイミングで受信応答ベクトル同士の相関を取ることができるので、伝搬路の瞬時的なドップラー周波数を正確に推定することができ、ひいてはより正確な送信応答ベクトルの推定が可能となる。

## 【 0 0 5 8 】

より好ましくは、相関演算手段は、時間的に前後する受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を算出する算出手段と、算出手段によって算出された過去の相関値と現在の相関値とを所定の重み係数で重み付け平均して得られた平均値をベクトル相関値として出力する平均化手段とを含む。

## 【 0 0 5 9 】

この発明によれば、急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でも、相関値を平均化することにより、そのような誤りに影響されることなくドップラー周波数を正確に推定することができ、ひいてはより正確な送信応答ベクトルの推定が可能となる。

## 【 0 0 6 0 】

より好ましくは、所定の重み係数は、過去の相関値に対する重みが大きく、現

在の相関値に対する重みが小さくなるように設定される。

【0 0 6 1】

この発明によれば、平均化に際して過去の相関値の重み付けを大きくすることにより、たとえ急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でもそのような誤りに影響されることなく、より正確にドップラー周波数を推定することができ、ひいてはより正確な送信応答ベクトルの推定が可能となる。

【0 0 6 2】

より好ましくは、相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0 0 6 3】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができる。

【0 0 6 4】

より好ましくは、相関演算手段は、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、過去のフレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0 0 6 5】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができ、特に、受信エラーの影響を排除することができる。

【0 0 6 6】

より好ましくは、相関演算手段は、同一スロットの前半における受信応答ベクトルと、後半における受信応答ベクトルとに基づいてベクトル相関値を算出する。

【0 0 6 7】

この発明によれば、受信応答ベクトルは、従来技術における基準信号とは異なり、どのようなタイミングでも相互の相関を取ることができるため、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができる。

【0068】

【発明の実施の形態】

〔実施の形態1〕

図1は、本発明の実施の形態のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）1000の構成を示す概略ブロック図である。

【0069】

図1に示した構成においては、ユーザPS1とPS2とを識別するために、4本のアンテナ#1～#4が設けられている。ただし、アンテナの本数としては、より一般的にN本（N：自然数）であってもよい。

【0070】

図1に示した送受信システム1000では、アンテナ#1～#4からの信号を受けて、対応するユーザ、たとえば、ユーザPS1からの信号を分離するための受信部SR1およびユーザPS1への信号を送信するための送信部ST1が設けられている。アンテナ#1～#4と受信部SR1および送信部ST1との接続は、スイッチ10-1～10-4により、選択的に切換えられる。

【0071】

すなわち、それぞれのアンテナで受信された受信信号RX1(t)、RX2(t)、RX3(t)、RX4(t)は、対応するスイッチ10-1、10-2、10-3、10-4を介して受信部SR1に入り、受信ウェイトベクトル計算機20、受信応答ベクトル計算機22に与えられるとともに、対応する乗算器12-1、12-2、12-3、12-4の一方入力にそれぞれ与えられる。

【0072】

これらの乗算器の他方入力には、受信ウェイトベクトル計算機20からそれぞれのアンテナでの受信信号に対する重み係数 $w_{rx11}$ 、 $w_{rx21}$ 、 $w_{rx31}$ 、 $w_{rx41}$ が印加される。これらの重み係数は、従来例と同様に、受信ウェイトベクトル計算機20により、リアルタイムで算出される。

## 【 0 0 7 3 】

送信部 S T 1 は、受信応答ベクトル計算機 2 2 において算出された受信応答ベクトルを受けて、後に説明するように、送信時での伝搬路を推定、すなわち、送信時点での仮想的な受信応答ベクトルを推定することで送信応答ベクトルを求める送信応答ベクトル推定機 3 2 と、送信応答ベクトル推定機 3 2 との間でデータを授受し、データを記憶保持するメモリ 3 4 と、送信応答ベクトル推定機 3 2 の推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを算出する送信ウェイトベクトル計算機 3 0 と、それぞれ一方入力に送信信号を受け、他方入力に送信ウェイトベクトル計算機 3 0 からの重み係数  $w_{t \times 11}$ ,  $w_{t \times 21}$ ,  $w_{t \times 31}$ ,  $w_{t \times 41}$  が印加される乗算器 1 5 - 1, 1 5 - 2, 1 5 - 3, 1 5 - 4 とを含む。乗算器 1 5 - 1, 1 5 - 2, 1 5 - 3, 1 5 - 4 からの出力は、スイッチ 1 0 - 1 ~ 1 0 - 4 を介して、アンテナ # 1 ~ # 4 に与えられる。

## 【 0 0 7 4 】

なお、図 1 には図示していないが、受信部 S R 1 および送信部 S T 1 と同様の構成が、各ユーザに対しても設けられている。

## 【 0 0 7 5 】

## 【アダプティブアレイの動作原理】

受信部 S R 1 の動作を簡単に説明すると以下のとおりである。

## 【 0 0 7 6 】

アンテナで受信された受信信号  $RX_1(t)$ ,  $RX_2(t)$ ,  $RX_3(t)$ ,  $RX_4(t)$  は、以下の式で表される。

## 【 0 0 7 7 】

## 【数 1】

$$RX_1(t) = h_{11}S_{rx1}(t) + h_{12}S_{rx2}(t) + n_1(t) \quad \dots (1)$$

$$RX_2(t) = h_{21}S_{rx1}(t) + h_{22}S_{rx2}(t) + n_2(t) \quad \dots (2)$$

$$RX_3(t) = h_{31}S_{rx1}(t) + h_{32}S_{rx2}(t) + n_3(t) \quad \dots (3)$$

$$RX_4(t) = h_{41}S_{rx1}(t) + h_{42}S_{rx2}(t) + n_4(t) \quad \dots (4)$$

## 【 0 0 7 8 】

ここで、信号  $RX_j(t)$  は、 $j$  番目 ( $j=1, 2, 3, 4$ ) のアンテナの受信信号を示し、信号  $S_{rx_i}(t)$  は、 $i$  番目 ( $i=1, 2$ ) のユーザが送信した信号を示す。

【0079】

さらに、係数  $h_{ji}$  は、 $j$  番目のアンテナに受信された、 $i$  番目のユーザからの信号の複素係数を示し、 $n_j(t)$  は、 $j$  番目の受信信号に含まれる雑音を示している。

【0080】

上の式 (1) ~ (4) をベクトル形式で表記すると、以下のようになる。

【0081】

【数 2】

$$X(t) = H_1 S_{rx_1}(t) + H_2 S_{rx_2}(t) + N(t) \quad \dots(5)$$

$$X(t) = [RX_1(t), RX_2(t), \dots, RX_4(t)]^T \quad \dots(6)$$

$$H_i = [h_{1i}, h_{2i}, \dots, h_{4i}]^T, \quad (i=1, 2) \quad \dots(7)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_4(t)]^T \quad \dots(8)$$

【0082】

なお式 (6) ~ (8) において、 $[\dots]^T$  は、 $[\dots]$  の転置を示す。

ここで、 $X(t)$  は入力信号ベクトル、 $H_i$  は  $i$  番目のユーザの受信応答ベクトル、 $N(t)$  は雑音ベクトルをそれぞれ示している。

【0083】

アダプティブアレイアンテナは、図 1 に示したように、それぞれのアンテナからの入力信号に重み係数  $w_{rx1i} \sim w_{rx4i}$  を掛けて合成した信号を受信信号  $S_{RX}(t)$  として出力する。

【0084】

さて、以上のような準備の下に、たとえば、1 番目のユーザが送信した信号  $S_{rx1}(t)$  を抽出する場合のアダプティブアレイの動作は以下のようになる。

【0085】

アダプティブアレイ 100 の出力信号  $y_1(t)$  は、入力信号ベクトル  $X(t)$

）とウェイトベクトル  $W_1$  のベクトルの掛算により、以下のような式で表わすことができる。

【 0 0 8 6 】

【数 3】

$$y_1(t) = X(t)W_1^T \quad \dots (9)$$

$$W_1 = [w_{rx11}, w_{rx21}, w_{rx31}, w_{rx41}]^T \quad \dots (10)$$

【 0 0 8 7 】

すなわち、ウェイトベクトル  $W_1$  は、 $j$  番目の入力信号  $R X_j(t)$  に掛け合わされる重み係数  $w_{rxj1}$  ( $j = 1, 2, 3, 4$ ) を要素とするベクトルである。

【 0 0 8 8 】

ここで式 (9) のように表わされた  $y_1(t)$  に対して、式 (5) により表現された入力信号ベクトル  $X(t)$  を代入すると、以下ようになる。

【 0 0 8 9 】

【数 4】

$$y_1(t) = H_1 W_1^T S r x_1(t) + H_2 W_1^T S r x_2(t) + N(t) W_1^T \quad \dots (11)$$

【 0 0 9 0 】

ここで、アダプティブアレイ 1 0 0 が理想的に動作した場合、周知な方法により、ウェイトベクトル  $W_1$  は次の連立方程式を満たすようにウェイトベクトル制御部 1 1 により逐次制御される。

【 0 0 9 1 】

【数 5】

$$H_1 W_1^T = 1 \quad \dots (12)$$

$$H_2 W_1^T = 0 \quad \dots (13)$$

【 0 0 9 2 】



式(12)および式(13)を満たすようにウェイトベクトル $W1$ が完全に制御されると、アダプティブアレイ100からの出力信号 $y1(t)$ は、結局以下の式のように表わされる。

【0093】

【数6】

$$y1(t) = Srx_1(t) + N_1(t) \quad \dots(14)$$

$$N_1(t) = n_1(t)w_{11} + n_2(t)w_{21} + n_3(t)w_{31} + n_4(t)w_{41} \quad \dots(15)$$

【0094】

すなわち、出力信号 $y1(t)$ には、2人のユーザのうちの第1番目のユーザが送信した信号 $Srx_1(t)$ が得られることになる。

【0095】

【無線装置1000の動作の概要】

図2は、この発明の前提となる無線装置1000の基本的な動作の概要を説明するためのフローチャートである。

【0096】

無線装置1000においては、アダプティブアレイのウェイトベクトル(重み係数ベクトル)が各アンテナ素子における受信応答ベクトルにより一意に表わせることに着目し、受信応答ベクトルの時間変動を推定することによって間接的にウェイトを推定する。

【0097】

まず、受信部SR1において、受信信号に基づいて、受信信号の伝搬路の推定を行う(ステップS100)。伝搬路の推定は、式(1)～(4)において、ユーザから送られる信号のインパルス応答を求めることに相当する。

【0098】

言い換えると、式(1)～(4)において、たとえば、受信応答ベクトル $H1$ が推定できれば、ユーザPS1からの信号受信時の伝送路の推定が行えることになる。

【0099】

つづいて、送信応答ベクトル推定機32が、送信時の伝搬路の予測、すなわち、受信時の受信応答ベクトルから送信時点での受信応答ベクトルの予測を行う（ステップS102）。この予測された受信応答ベクトルが送信時の送信応答ベクトルに相当する。

【0100】

さらに、送信ウェイトベクトル計算機30が、予測された送信応答ベクトルに基づいて、送信ウェイトベクトルの計算を行い、乗算器15-1～15-4に出力する（ステップS104）。

【0101】

〔受信応答ベクトル計算機22の動作〕

つぎに、図1に示した受信応答ベクトル計算機22のこの発明の前提となる基本的な動作について説明する。

【0102】

まず、アンテナ素子数を4本、同時に通信するユーザ数を2人とした場合、各アンテナを経て受信回路から出力される信号は、上述した式（1）～（4）で表わされる。

【0103】

このとき、この式（1）～（4）で表わされるアンテナの受信信号をベクトルで表記した式を再び記すことにすると、以下の式（5）～（8）のようになる。

【0104】

【数7】

$$X(t) = H_1 S r x_1(t) + H_2 S r x_2(t) + N(t) \quad \cdots (5)$$

$$X(t) = [R X_1(t), R X_2(t), \dots, R X_n(t)]^T \quad \cdots (6)$$

$$H_i = [h_{1i}, h_{2i}, \dots, h_{ni}]^T, \quad (i=1, 2) \quad \cdots (7)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_n(t)]^T \quad \cdots (8)$$

【0105】

ここで、アダプティブアレイが良好に動作していると、各ユーザからの信号を

分離・抽出しているため、上記信号  $S_{rx i}(t)$  ( $i = 1, 2$ ) はすべて既知の値となる。

【0106】

このとき、信号  $S_{rx i}(t)$  が既知の信号であることを利用して、受信応答ベクトル  $H_1 = [h_{11}, h_{21}, h_{31}, h_{41}]$  および  $H_2 = [h_{12}, h_{22}, h_{32}, h_{42}]$  を以下に説明するようにして導出することができる。

【0107】

すなわち、受信信号と既知となったユーザ信号、たとえば第1のユーザからの信号  $S_{rx 1}(t)$  を掛け合わせて、アンサンブル平均（時間平均）を計算すると以下のようなになる。

【0108】

【数8】

$$\begin{aligned} E[X(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] &= H_1 \cdot E[S_{rx_1}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] \\ &+ H_2 \cdot E[S_{rx_2}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] + E[N(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] \end{aligned} \quad \dots(16)$$

【0109】

式(16)において、 $E[\dots]$  は、時間平均を示し、 $S^*(t)$  は、 $S(t)$  の共役複素を示す。この平均をとる時間が十分長い場合、この平均値は以下のようになる。

【0110】

【数9】

$$E[S_{rx_1}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 1 \quad \dots(17)$$

$$E[S_{rx_2}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 0 \quad \dots(18)$$

$$E[N(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 0 \quad \dots(19)$$

【0111】

ここで、式(18)の値が0となるのは、信号  $S_{rx 1}(t)$  と信号  $S_{rx 2}(t)$  に互いに相関がないためである。また、式(19)の値が0となるのは、

信号  $S_{rx1}(t)$  と雑音信号  $N(t)$  との間に相関がないためである。

【0112】

したがって、式(16)のアンサンブル平均は結果として以下に示すように、受信応答ベクトル  $H_1$  に等しくなる。

【0113】

【数10】

$$E[X(t) \cdot S_{rx1}^*(t)] = H_1 \quad \dots(20)$$

【0114】

以上のような手続により、第1番目のユーザ  $PS_1$  から送信された信号の受信応答ベクトル  $H_1$  を推定することができる。

【0115】

同様にして、入力信号ベクトル  $X(t)$  と信号  $S_{rx2}(t)$  のアンサンブル平均操作を行なうことで、2番目のユーザ  $PS_2$  から送信された信号の受信応答ベクトル  $H_2$  を推定することが可能である。

【0116】

上述のようなアンサンブル平均は、たとえば、受信時の1つのタイムスロット内の先頭の所定数のデータシンボル列と最後尾の所定数のデータシンボル列について行われる。

【0117】

〔送信応答ベクトルの推定〕

図3は、この発明の前提となる送信応答ベクトル推定機32の基本的な動作を説明するための概念図である。PDMAバーストとして上下回線にそれぞれ4ユーザずつ割当てた8スロット構成を考える。スロットの構成は、たとえば、先頭の31シンボルを第1のトレーニングシンボル列、後続の68シンボルをデータシンボル列、さらに最後尾の31シンボルを第2のトレーニングシンボル列とする。

【0118】

上述のとおり、上り回線スロットの先頭および最後尾にトレーニングシンボル

列を設け、上述の受信応答ベクトル計算機 2 2 のアルゴリズムを用いて両方の受信応答ベクトルを算出する。

【0 1 1 9】

そして、外挿処理（直線外挿）により下り回線用の受信応答ベクトルを推定する。

【0 1 2 0】

すなわち、受信応答ベクトルの要素の任意の 1 つの時刻  $t$  における値を  $f(t)$  とすると、上り回線スロットの先頭トレーニングシンボル列の時刻  $t_0$  での値  $f(t_0)$  と、上り回線スロットの最後尾トレーニングシンボル列の時刻  $t_1$  での値  $f(t_1)$  とに基づいて、下り回線スロットの時刻  $t$  における値  $f(t)$  は、以下のように予測できる。

【0 1 2 1】

$f(t) =$

$$[f(t_1) - f(t_0)] / (t_1 - t_0) \times (t - t_0) + f(t_0)$$

なお、以上の説明では、上り回線スロットの先頭と最後尾にトレーニングシンボル列を設け、一次外挿することとしたが、さらに、上り回線スロットの中央部にもトレーニングシンボル列を設け、受信応答ベクトルの上り回線スロット中の 3 点の値から、時刻  $t$  の値  $f(t)$  を 2 次外挿で推定する構成としてもよい。もしくは、上り回線スロット中のトレーニングシンボル列を設ける位置を増やせば、さらに高次の外挿を行うことも可能である。

【0 1 2 2】

この発明は、このような外挿処理による下り回線用の受信（送信）応答ベクトルの推定方法の改良に必要なドップラー周波数の推定回路に関するものであり、その詳細については後で説明することとし、先に送信ウェイトベクトルの決定について説明する。

【0 1 2 3】

〔送信ウェイトベクトルの決定〕

以上のようにして送信時点での受信応答ベクトルの推定値が求まると、以下の 3 通りのいずれかの方法で、送信ウェイトベクトルを求めることができる。

## 【0124】

## i) 直交化による方法

ユーザPS1の時刻 $t = iT$  ( $i$ : 自然数、 $T$ : 単位時間間隔)におけるウェイトベクトル $W(1)(i) = [w_{t \times 11}, w_{t \times 12}, w_{t \times 13}, w_{t \times 14}]$ を考える。ユーザPS2にヌルを向けるためには、以下の条件が満たされればよい。

## 【0125】

ユーザPS2に対して予測した伝搬路(受信応答ベクトル)を $V(2)(i) = [h_{1'}(2)(i), h_{2'}(2)(i), h_{3'}(2)(i), h_{4'}(2)(i)]$ とする。ここで、 $h_{p'}(q)(i)$ は $q$ 番目のユーザの、 $p$ 番目のアンテナに対する受信応答ベクトルの時刻 $i$ に対する予測値である。同様にして、ユーザPS1に対しても伝搬路 $V(1)(i)$ を予測してあるものとする。

## 【0126】

このとき、 $W(1)(i)TV(2)(i) = 0$ となるように、 $W(1)(i)$ を決定する。拘束条件として、以下の条件 $c1)$ 、 $c2)$ を課す。

## 【0127】

$$c1) W(1)(i)TV(1)(i) = g \text{ (一定値)}$$

$$c2) \|W(1)(i)\| \text{ を最小とする。}$$

## 【0128】

条件 $c2)$ は、送信電力を最小化することに相当する。

## ii) 擬似相関行列を用いる方法

ここで、上述の通り、アダプティブアレイはいくつかのアンテナ素子と各素子ウェイト値を制御する部分とからなる。一般に、アンテナの入力ベクトルを $X(t)$ 、ウェイトベクトルを $W$ と表わすと、出力 $Y(t) = WTX(t)$ と参照信号 $d(t)$ との平均二乗差を最小にするようにウェイトベクトルを制御した場合(MMSE基準: 最小2乗誤差法基準)、最適ウェイト $W_{opt}$ は次式(Wien er 解)で与えられる。

## 【0129】

【数 1 1】

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad \dots(21)$$

【0 1 3 0】

ただし、

【0 1 3 1】

【数 1 2】

$$R_{xx} = E[x^*(t) x^T(t)] \quad \dots(22)$$

$$r_{xd} = E[x^*(t) d(t)] \quad \dots(23)$$

【0 1 3 2】

を満たす必要がある。

ここで、 $Y^T$ は $Y$ の転置を、 $Y^*$ は $Y$ の複素領域を、 $E[Y]$ はアンサンブル平均を表わす。このウェイト値によりアダプティブアレイは不要な干渉波を抑圧するようにアレイパターンを生成することになる。

【0 1 3 3】

ところで、擬似相関行列を用いる方法では、上記式(21)を以下に説明する擬似相関行列により計算する。

【0 1 3 4】

すなわち、推定された複素受信信号係数 $h'_{(k)n}(i)$ を用いて、ユーザ $k$ のためのウェイトベクトル $W(k)(i)$ を計算する。第 $k$ 番目のユーザのアレイ応答ベクトルを $V(k)(i)$ とおくと、上述のとおり、以下のように求めることができる。

【0 1 3 5】

【数 1 3】

$$V^{(k)}(i) = [h_1'^{(k)}(i), h_2'^{(k)}(i), \dots, h_N'^{(k)}(i)]^T \quad \dots(24)$$

【0 1 3 6】

このとき、 $t = i T$ における仮想受信信号の自己相関行列 $R_{xx}(i)$ は $V(k)$   
( $i$ )を用いて次式で表わされる。

【0 1 3 7】

【数 1 4】

$$R_{xx}(i) = \sum_{k=1}^K V^{(k)*}(i) V^{(k)T}(i) + NI \quad \dots(25)$$

【0 1 3 8】

ただし、 $N$ は $R_{xx}(i)$ が整数となるために付加する仮想雑音項である。本発  
明における計算では、たとえば、 $N = 1.0 \times 10^{-5}$ とした。

【0 1 3 9】

受信信号と参照信号との相関ベクトル $r_{xd}(i)$ は次式で表わされる。

【0 1 4 0】

【数 1 5】

$$r_{xd}(i) = V^{(k)*}(i) \quad \dots(26)$$

【0 1 4 1】

したがって式(21)(25)(26)により、時刻 $t = i T$ における下り回  
線用ウェイトを求めることができる。

【0 1 4 2】

なお、式(25)の逆行列演算は逆行列の補助定理により、ユーザ $k$ に対して  
最適に計算できる。特に2ユーザの場合には次のような簡単な式でウェイトが算  
出される。

【0 1 4 3】



【数 16】

$$W^{(1)}(i) = (\rho_{22} + N) V^{(1)*}(i) - \rho_{12} V^{(2)*}(i) \quad \dots(27)$$

$$W^{(2)}(i) = (\rho_{11} + N) V^{(2)*}(i) - \rho_{21} V^{(1)*}(i) \quad \dots(28)$$

$$\rho_{ij} = V^{(i)H}(i) V^{(j)}(i)$$

【0144】

このように自己相関行列が与えられた時、ウェイトベクトルを計算する方法については、たとえば、文献：T. Ohgane, Y. Ogawa, and K. Ito, Proc. VTC '97, vol. 2, pp. 725-729, May 1997、または、文献：田中、大鐘、小川、伊藤、信学技報、vol. RCS98-117, pp. 103-108, Oct. 1998に記載されている。

【0145】

iii) ビームをユーザPS1に向ける方法

ビームをユーザPS1に向けると言う点のみに着目すると、以下の式を満たせばよい。

【0146】

$$W(1)(i) = V(1)(i)^*$$

以上説明したようないずれかの方法で、送信時のウェイトベクトルを決定して送信すれば、角度広がりなど動的なレイリー伝搬路を想定した場合、TDD/PDMA方式においても上下回線間の時間差により発生する下り回線での送信指向性の劣化を抑制することが可能である。

【0147】

次に、図4は本発明によるドップラー周波数推定回路の前提となる送信応答ベクトルの推定原理を説明するための概念図である。図4の上段に示す「理想状態」は、基本的には図3に示す概念図をさらに簡略化したものである。

【0148】

すなわち、図1の受信応答ベクトル計算機22によって図2のステップS100において計算された上り回線の同一スロット内の2点の受信応答ベクトルであ

る受信応答ベクトル1および受信応答ベクトル2に基づいて、下り回線の対応するスロットの本来の送信タイミングまで直線外挿を行なうことによって下り回線の正しい送信応答ベクトルを推定することができる。

【0149】

ここで、この図4の「理想状態」とは、受信応答ベクトル1および2に推定誤差がないことを前提としている。

【0150】

しかしながら、図4の下段の「応答ベクトル推定誤差を含む場合」に示すように、たとえば受信応答ベクトル2が、ノイズやサンプリング誤差による推定誤差のために受信応答ベクトル2'のように振幅方向にずれた場合、これらの受信応答ベクトル1および2'に基づいて「理想状態」と同様に（同じ外挿距離で）直線外挿を行なえば、送信タイミングにおける送信応答ベクトルはさらに大きく振幅方向にずれてしまい、誤った送信応答ベクトルを推定してしまうことになる。

【0151】

したがって、このような誤った送信応答ベクトルに基づいて、図1の送信ウェイトベクトル計算機30によって送信ウェイトの決定処理（図2のステップS104）を行なえば、得られる送信ウェイトも誤ったものとなり、下り回線の指向性の誤りすなわち送信エラーを引き起こすことになる。特に、無線基地局と端末との間は長距離のため、わずかな指向性のエラーは大きな送信エラーの原因となる。

【0152】

そこでこの発明のドップラー周波数推定回路の用途としては、上り回線の受信応答ベクトルに推定誤差が存在するものとして、伝搬路のフェージングの程度を表わすドップラー周波数を正確に推定することにより、外挿処理のための適切なパラメータ、特に外挿距離を調整して下り回線における正しい送信応答ベクトルを推定し、ひいては正しい送信指向性を実現しようとするものである。

【0153】

図5は、本発明のドップラー周波数推定回路の前提となる外挿距離決定の原理を説明するための概念図である。

## 【0154】

伝搬路の伝搬環境は、伝搬路の受信係数の変動、すなわちフェージングの程度によって表わされる。前述のようにフェージングの程度は物理量としては、いわゆるドップラー周波数（FD）によって表現される。

## 【0155】

この発明によるドップラー周波数推定の原理については後で説明することとし、まず、フェージングの程度を表わすドップラー周波数に着目して、外挿距離を決定する原理について説明する。

## 【0156】

前述のように、受信応答ベクトル2が推定誤差により受信応答ベクトル2'のようにずれているとき、外挿距離が長くなるほど外挿誤差が大きくなり、本来の送信応答ベクトルからますます誤ったものになってしまうことになる。

## 【0157】

一般的に、フェージングが小さいほど、すなわちドップラー周波数FDが低いほど、伝搬路の受信係数の変動は小さい。そこでこのような場合には外挿距離を短くすることにより実際の変動量以上の外挿を行なってしまうことを防止している。より具体的には、ドップラー周波数FDが低いときには、図5（A）の場合のように受信応答ベクトル2'からX印のa点までの短距離の外挿を行ない、このa点の送信応答ベクトルを推定してX印のb点の正しい送信応答ベクトルとみなすようにしている。

## 【0158】

これに対し、フェージングが大きいほど、すなわちドップラー周波数FDが高いほど、伝搬路の受信係数の変動は大きい。そこでこのような場合には外挿距離を長くすることにより十分な外挿を行うようにしている。より具体的には、ドップラー周波数FDが高いときには、図5（B）の場合のように受信応答ベクトル2'からX印のc点までの比較的長距離の外挿を行ない、このc点の送信応答ベクトルを推定してX印のd点の正しい送信応答ベクトルとみなすようにしている。

## 【0159】

このような処理は、主として図 1 の送信応答ベクトル推定機 3 2 によって実行される。

【0 1 6 0】

次に、図 6 は、この発明の実施の形態によるドップラー周波数推定回路の構成を示す概略ブロック図である。以下に、図 6 を参照して、この発明の実施の形態によるドップラー周波数推定回路の動作原理について説明する。

【0 1 6 1】

図 6 において、応答ベクトル推定回路 1 0 1 は、図 1 の受信部 S R 1 に対応し、特に図 1 の受信応答ベクトル計算機 2 2 に対応している。

【0 1 6 2】

ここで、図 3 ないし図 5 に示すような上下回線のそれぞれ 4 スロットからなる合計 8 スロットを 1 フレームと称する。そしてこのようなフレームが時系列的に連続して上下回線の通信が交互に行なわれることになる。

【0 1 6 3】

応答ベクトル推定回路 1 0 1 は、受信信号に対して先に説明したアンサンブル平均の手法を適用することにより、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルを推定し、相関演算およびドップラー周波数推定回路 1 0 3、およびメモリ 1 0 2 に与える。

【0 1 6 4】

相関演算およびドップラー周波数推定回路 1 0 3 は、応答ベクトル推定回路 1 0 1 で推定された現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、メモリ 1 0 2 に保持されている前フレームの対応するスロットにおける受信応答ベクトルとの相関値を演算する。

【0 1 6 5】

なお、時間的に前後する 2 フレームの受信応答ベクトルの相関値  $\alpha$  は、次式により定義される。

【0 1 6 6】

$$\alpha = |h_1 h_2^H| / |h_1| |h_2|$$

ここで、 $h_2^H$  は、 $h_2$  の各成分の複素共役をとり、さらに転置したものを表わ

す。

【0167】

また、 $h_i$  ( $i=1,2$ )は、フレーム $i$ におけるアンテナ素子ごとの位相振幅情報を要素とする受信応答ベクトル ( $h_{i1}, h_{i2}, h_{i3}, h_{i4}$ )を表わしている。

【0168】

このようにして算出される相関値と、ドップラー周波数との正確な対応関係を求めることは困難であるが、実験により、おおよその対応関係を経験的に求めることができる。たとえば、相関値が1から0.95の範囲内であれば、ドップラー周波数FDは、 $FD=0\text{ Hz}$ であると推定する。また、相関値が0.95から0.80の範囲内であれば、 $FD=10\text{ Hz}$ であると推定する、等等である。

【0169】

このように経験的に得られた受信応答ベクトル相関値とドップラー周波数FDとのおおよその対応関係が、相関演算およびドップラー周波数推定回路103に予め格納されており、上述の計算式により求められたベクトル同士の相関値から、該当するドップラー周波数推定値が選択され、回路103から出力されることになる。

【0170】

図6に示すような処理は、通常は、たとえばデジタルシグナルプロセッサ(DSP)を用いてソフトウェア的に実行される。図7は、図6に示す回路構成による処理を示すフローチャートである。この図7に示す処理では、現在のフレームのロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームの対応するロットにおける受信応答ベクトルとのベクトル相関値が求められる。

【0171】

まず、ステップS1において現在のフレームのロットの受信応答ベクトルが推定される。

【0172】

次に、ステップS2において、ステップS1で推定された受信応答ベクトルが最初に推定された受信応答ベクトルであるか否かが判定され、最初に推定された受信応答ベクトルであれば、ステップS5においてメモリ(図6のメモリ102

) に記憶される。

【0173】

一方、最初に推定された受信応答ベクトルでなければ、ステップS3において、メモリに保持されている直前のフレームの対応するスロットの受信応答ベクトルと、ステップS1で推定された現在のフレームの対応するスロットの受信応答ベクトルとの相関値CORRが算出される。

【0174】

そして、ステップS4において、前述のように予め実験的に求められ保持されているベクトル相関値とドップラー周波数FDとの対応関係に基づいて、算出された相関値CORRに対応するドップラー周波数FDが推定され、出力される。

【0175】

一方で、ステップS5において、ステップS1において推定された現在のフレームのスロットの受信応答ベクトルはメモリ（図6のメモリ102）に記憶される。

【0176】

以上のステップS1-S5を繰り返し実行することにより、時間的に前後する、すなわち連続する2フレーム間の対応するスロットの受信応答ベクトル同士の瞬時的なベクトル相関値を連続して得ることができる。

【0177】

次に、図8は、図7に示した処理の変形例を示すフローチャートである。

図8において、ステップS11で受信エラーが検出されなければ、以後の動作は基本的に図7の例と同じであり、説明を繰り返さない。一方、ステップS11で受信エラーが検出されれば、検出されなくなるまで次のステップS1に進むことはできない。

【0178】

受信エラーの検出がなくなれば、ステップS1からS5までの動作が実行されるが、この場合図7の例と異なるのは、ステップS3'の処理である。すなわち、受信エラーを含むスロットの応答ベクトル推定は、ステップS11によって排除されているので、ステップS3'においては、メモリに保持されている過去の

フレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルと、ステップ S 1 で推定された現在のフレームのスロットの受信応答ベクトルとの相関値 C O R R が推定される。以後の処理は、図 7 の例と同じである。

【 0 1 7 9 】

この図 7 の例では、受信エラーの影響を排除することができ、より正確なドップラー周波数の推定が可能となる。

【 0 1 8 0 】

次に、図 9 は、図 6 に示す回路構成による他の処理を示すフローチャートである。この図 9 に示す処理では、同一スロットの前半における受信応答ベクトルと、後半における受信応答ベクトルとのベクトル相関値が求められる。

【 0 1 8 1 】

まず、ステップ S 1 1 において受信エラーの有無が判定され（ステップ S 1 1 は省略してもよい）、受信エラーが検出されなければ、ステップ S 1 2 において現在のスロットの前縁部の受信応答ベクトルが推定され、続いてステップ S 1 3 において現在のスロットの後縁部の受信応答ベクトルが推定される。

【 0 1 8 2 】

次に、ステップ S 1 4 において、上述の前縁部および後縁部のそれぞれにおける受信応答ベクトル同士の相関値 C O R R が算出される。

【 0 1 8 3 】

そして、ステップ S 1 5 において、前述のように予め実験的に求められ保持されているベクトル相関値とドップラー周波数 F D との対応関係に基づいて、算出された相関値 C O R R に対応するドップラー周波数 F D が推定され、出力される。

【 0 1 8 4 】

以上のように、図 7 から図 9 に示した実施の形態では、時間的に前後する受信応答ベクトルは、従来技術で相関値計算の対象となった基準信号とは異なって、どのようなタイミングでも相関値を取ることができるので、相関値算出のための演算の融通性を増大させることができる。

## 【0185】

次に、図10は、この発明の他の実施の形態によるドップラー周波数推定回路の構成を示す概略ブロック図である。図10に示した回路構成は、以下の点で図6に示した回路構成と異なっている。

## 【0186】

すなわち、図6の例では、相関演算およびドップラー周波数推定回路103は、時間的に前後する2つの受信応答ベクトル同士の瞬時的な相関値を求めていたのに対し、図10の例における相関演算およびドップラー周波数推定回路105は、さらに、算出された相関値同士の平均を取ることにより、より正確なドップラー周波数の推定を行なおうとするものである。

## 【0187】

より具体的には、図10において、相関演算およびドップラー周波数推定回路105は、応答ベクトル推定回路101で推定された現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、メモリ102に保持されている前フレームの対応するスロットにおける受信応答ベクトルとの相関値を演算し、この演算されたばかりの相関値と、メモリ104から読み出された先に算出され記憶されていた過去の平均相関値との平均値を取る。

## 【0188】

特に、この実施の形態では、所定の重み係数で重み付けした平均値を得るように構成している。たとえば、回路105においては、メモリ104に記憶されている過去の平均相関値に第1の重み係数をかけたものと、算出されたばかりの現在の相関値に第2の重み係数をかけたものの平均値が算出される。

## 【0189】

ここで、第1の係数としてはたとえば0.97のような大きな係数が設定され、第2の係数としては0.03のような小さな係数が設定される

このような重み付け平均の結果得られる平均相関値に基づいて、回路105は対応するドップラー周波数を推定し、出力するとともに、得られた現在の平均相関値をメモリ104に記憶する。

## 【0190】



図 1 1 は、図 1 0 に示す回路構成による処理を示すフローチャートである。この図 1 1 に示す処理では、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、直前のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルとのベクトル相関値が求められ、さらに過去の相関値と現在の相関値との重み付け平均がなされる。

#### 【0191】

まず、ステップ S 2 1 において現在のフレームのスロットの受信応答ベクトルが推定される。

#### 【0192】

次に、ステップ S 2 2 において、ステップ S 2 1 で推定された受信応答ベクトルが最初に推定された受信応答ベクトルであるか否かが判定され、最初に推定された受信応答ベクトルであれば、ステップ S 2 9 においてメモリ（図 1 0 のメモリ 1 0 2）に記憶される。

#### 【0193】

一方、最初に推定された受信応答ベクトルでなければ、ステップ S 2 3 において、メモリに保持されている直前のフレームのスロットの受信応答ベクトルと、ステップ S 2 1 で推定された現在のフレームのスロットの受信応答ベクトルとの相関値  $CORR\_NOW$  が算出される。

#### 【0194】

次に、ステップ S 2 4 において、ステップ S 2 3 で算出された相関値が最初に算出された相関値であるか否かが判定され、最初に算出された相関値であれば、ステップ S 2 5 において、相関値  $CORR\_NOW$  を平均値  $CORR\_AVE$  と置く平均操作が実行される。

#### 【0195】

一方、最初に算出された相関値でなければ、ステップ S 2 6 において、メモリから読み出された過去の平均相関値  $CORR\_OLD$  と、現在の相関値  $CORR\_NOW$  とに、重み係数  $\alpha$  と  $1 - \alpha$  とをそれぞれ掛ける重み付け平均処理が実行される。

#### 【0196】

そして、ステップ S 2 7 において、前述のように予め実験的に求められ保持さ

れている平均相関値とドップラー周波数  $F_D$  との対応関係に基づいて、算出された平均相関値  $CORR\_AVE$  に対応するドップラー周波数  $F_D$  が推定され、出力される。

#### 【0197】

次に、ステップ  $S28$  において、ステップ  $S25$  または  $26$  で算出された現在の平均相関値  $CORR\_AVE$  がメモリ（図10のメモリ104）に、過去の平均相関値  $CORR\_OLD$  として記憶される。

#### 【0198】

さらに、ステップ  $S29$  において、ステップ  $S21$  において推定された現在のフレームのスロットの受信応答ベクトルはメモリ（図10のメモリ102）に記憶される。

#### 【0199】

以上のステップ  $S21 - S29$  を繰り返し実行することにより、平均化されたベクトル相関値に基づくドップラー周波数を推定することができる。このようにベクトル相関値の平均を取ることににより、たとえ急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でも、そのような誤りに影響されることなくドップラー周波数を正確に推定することができる。特に、過去の相関値に対する重みがより大きくなるように重み係数を設定することにより、たとえ急激なフェージングにより瞬時的なドップラー周波数に誤りが生じた場合でも、そのような誤りに影響されることなく、より正確にドップラー周波数を推定することができる。

#### 【0200】

なお、図10および図11に示した例では、連続するフレームの対応するスロットの受信応答ベクトル同士の相関に基づく平均化処理を行なっているが、図8および図9に示した例のように、現在のフレームのスロットにおける受信応答ベクトルと、過去のフレームのスロットのうち受信エラーが無かった最も直近のスロットにおける受信応答ベクトルとの相関に基づく平均化処理を行なっても良く、また、同一スロットの前半および後半における受信応答ベクトル同士の相関に基づく平均化処理を行なってもよい。

## 【0201】

図12は、このようにして推定されたドップラー周波数FDに着目した外挿処理を表わすフローチャートである。

## 【0202】

図12を参照して、ステップS31において、まず図1の受信応答ベクトル計算機22により伝搬路の推定がなされ、具体的には上り回線の受信応答ベクトル1および2'が推定される。

## 【0203】

次に、ステップS32において、前述のこの発明によるドップラー周波数推定回路によりドップラー周波数FDが推定される。

## 【0204】

次に、ステップS33において、図1の送信応答ベクトル推定機32により、図5に関連して説明した方法で、推定されたドップラー周波数FDに応じた最適の外挿パラメータすなわち外挿距離の決定がなされる。なお、この目的で、ドップラー周波数FDの高低に応じて事前測定によって決定されていた最適の外挿距離が図1のメモリ34に予め保持されているものとする。

## 【0205】

次に、ステップS34において、上述のステップS33で決定された外挿パラメータ（外挿距離）を用いて外挿処理がなされ、下り回線の伝搬路の推定、すなわち送信応答ベクトルの推定がなされる。

## 【0206】

最後に、ステップS35において、図1の送信ウェイトベクトル計算機30により、上述のステップS34で決定された下り回線の送信応答ベクトルに基づいて送信ウェイトが推定される。

## 【0207】

以上のように、この発明によるドップラー周波数推定回路を用いると、正確に推定された端末ごとのドップラー周波数FDの高低により最適の外挿距離を選択することができ、上り回線の受信応答ベクトルに推定誤差があっても、正しい送信応答ベクトルの推定が可能となる。

【0208】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなく特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内のすべての変更が含まれることが意図される。

【0209】

【発明の効果】

以上のように、この発明によれば、受信信号そのものではなく受信応答ベクトル同士の相関値に基づいてドップラー周波数を推定することにより、受信信号における干渉成分の影響を受けることなく、また演算処理の融通性をも増大させながら、より正確なドップラー周波数の推定が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の適用されるP DMA用基地局の無線装置（無線基地局）1000の構成を示す概略ブロック図である。

【図2】 無線装置（無線基地局）1000の動作の概要を説明するためのフローチャートである。

【図3】 送信応答ベクトル推定機32の基本的な動作を説明するための概念図である。

【図4】 本発明の前提となる送信応答ベクトルの推定原理を説明するための概念図である。

【図5】 本発明の前提となる外挿距離決定の原理を説明するための概念図である。

【図6】 本発明の実施の形態によるドップラー周波数推定回路の概略ブロック図である。

【図7】 本発明の実施の形態によるドップラー周波数推定動作の一例を説明するためのフローチャートである。

【図8】 本発明の実施の形態によるドップラー周波数推定動作の他の例を説明するためのフローチャートである。

【図9】 本発明の実施の形態によるドップラー周波数推定動作のさらに他

の例を説明するためのフローチャートである。

【図 1 0】 本発明の他の実施の形態によるドップラー周波数推定回路の概略ブロック図である。

【図 1 1】 本発明の他の実施の形態によるドップラー周波数推定動作の一例を説明するためのフローチャートである。

【図 1 2】 本発明によるドップラー周波数推定回路を用いた外挿処理の概要を説明するためのフローチャートである。

【図 1 3】 周波数分割多重接続、時分割多重接続および P D M A の各種の通信システムにおけるチャンネルの配置図である。

【図 1 4】 アダプティブアレイ無線基地局の基本動作を概念的に示す模式図である。

【図 1 5】 アダプティブアレイ無線基地局の構成を示す概略ブロック図である。

【図 1 6】 携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。

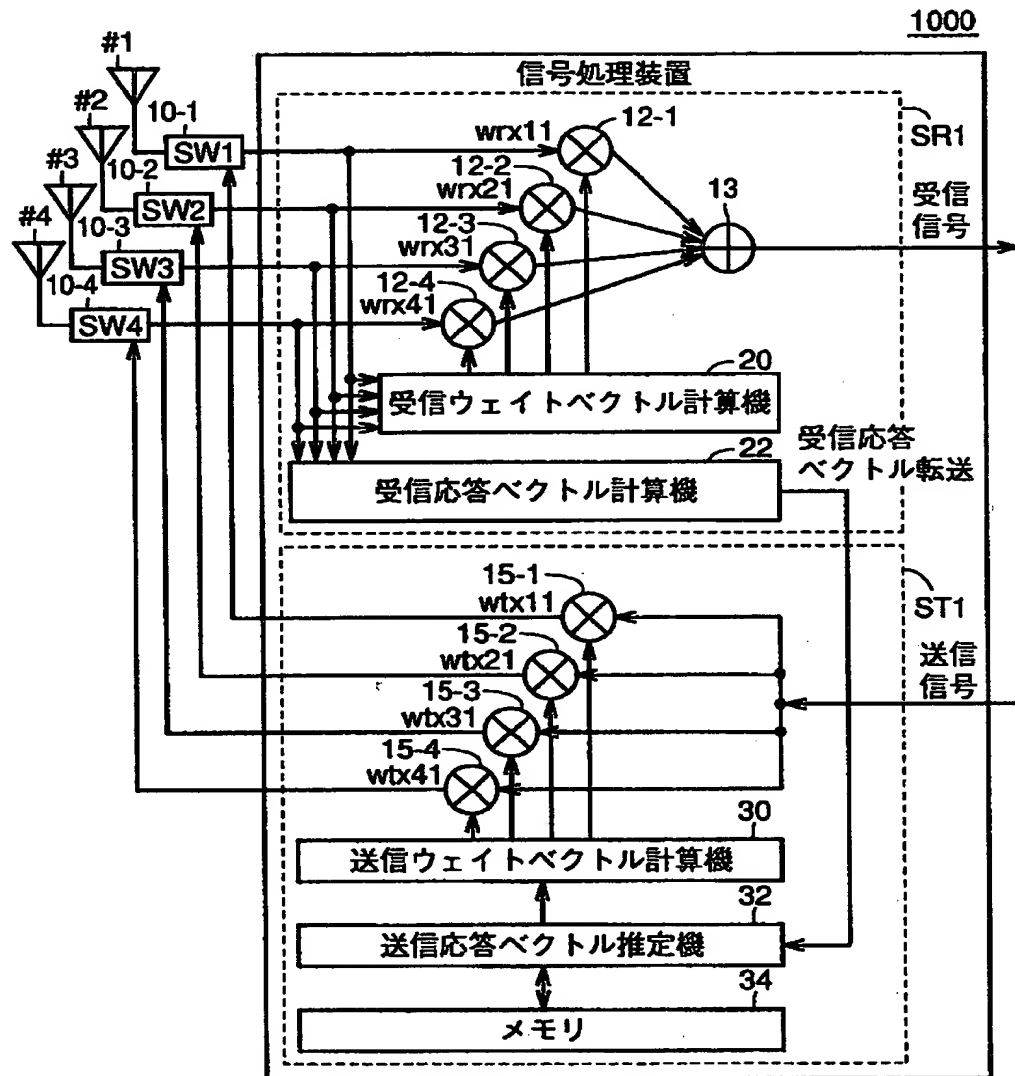
【図 1 7】 アダプティブアレイ無線基地局とユーザとの間の電波信号の授受をイメージ化した模式図である。

【符号の説明】

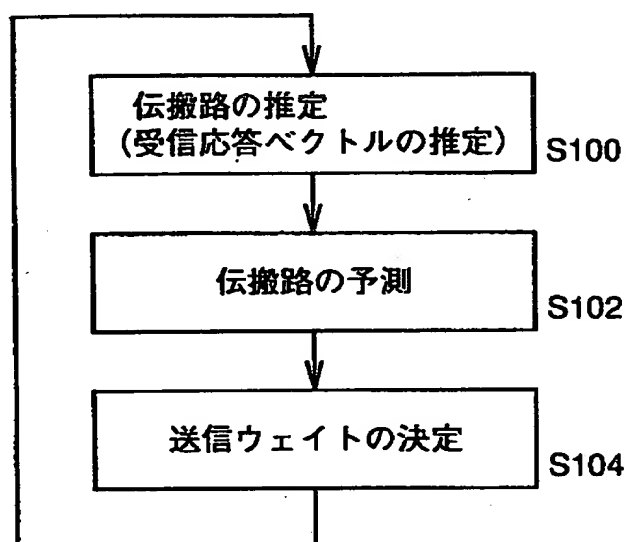
S R 1 受信部、S T 1 送信部、# 1 ~ # 4 アンテナ、1 0 - 1 ~ 1 0 - 4 スイッチ回路、1 2 - 1 ~ 1 2 - 4 乗算器、1 3 加算器、1 5 - 1 ~ 1 5 - 4 乗算器、2 0 受信ウェイトベクトル計算機、2 2 受信応答ベクトル計算機、3 0 送信ウェイトベクトル計算機、3 2 送信応答ベクトル推定機、3 4, 1 0 2, 1 0 4 メモリ、1 0 1 応答ベクトル推定回路、1 0 3, 1 0 5 相関演算およびドップラー周波数推定回路、1 0 0 0 無線装置（無線基地局）。

【書類名】 図面

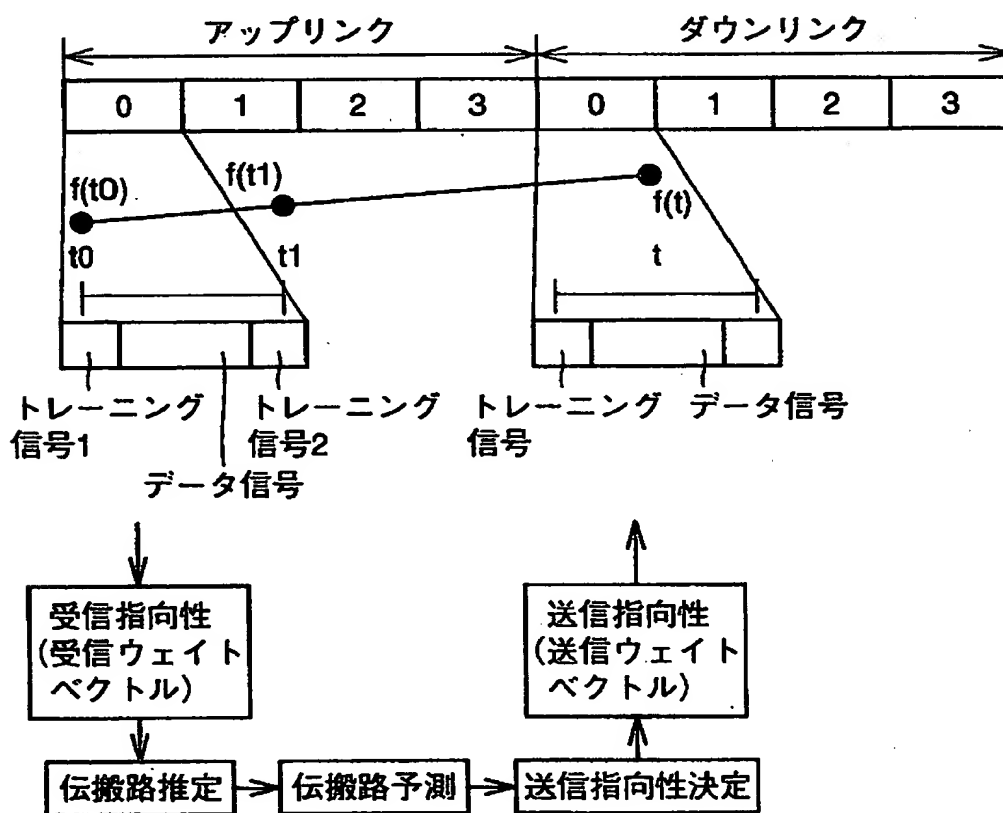
【図 1】



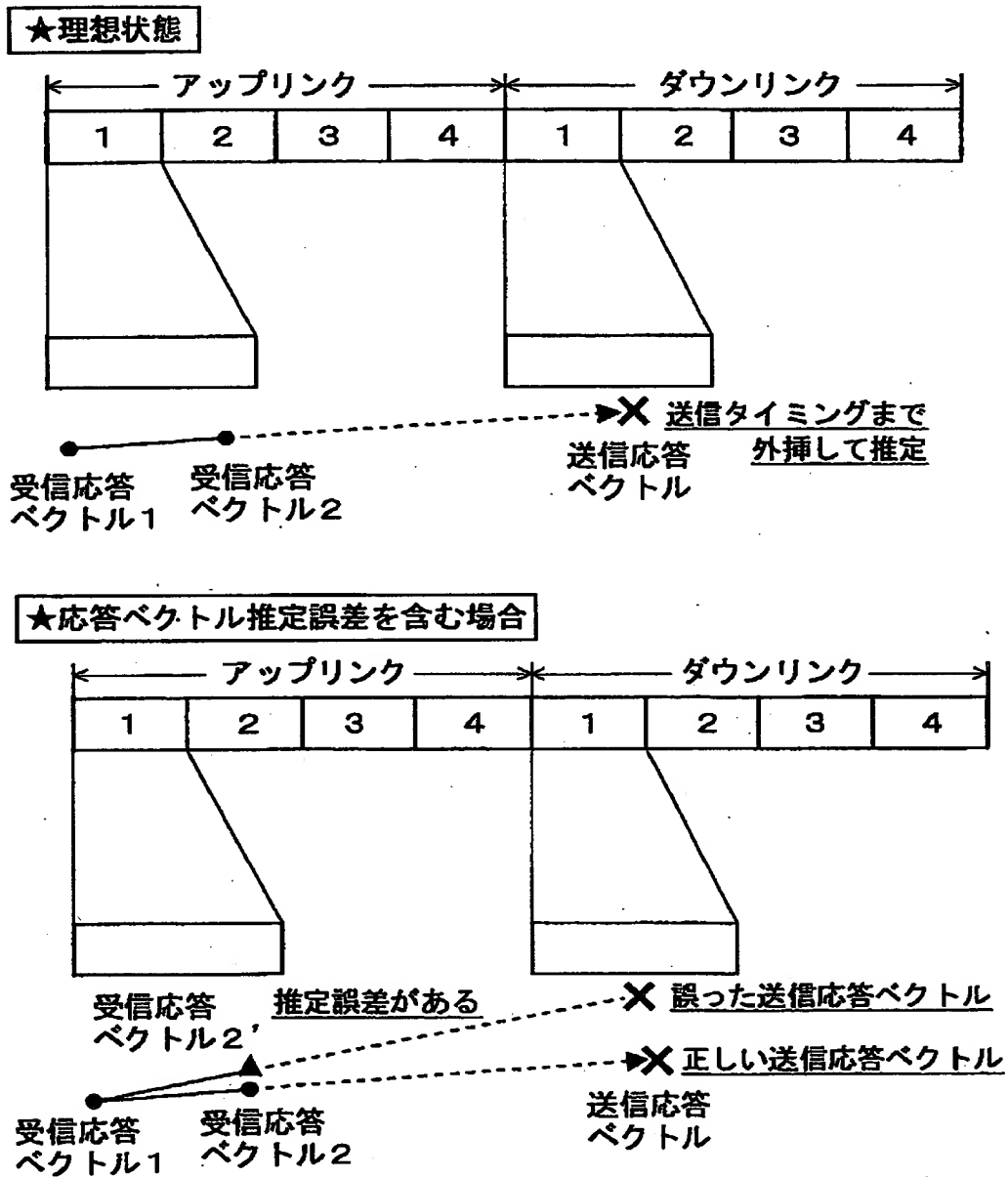
【図2】



【図3】

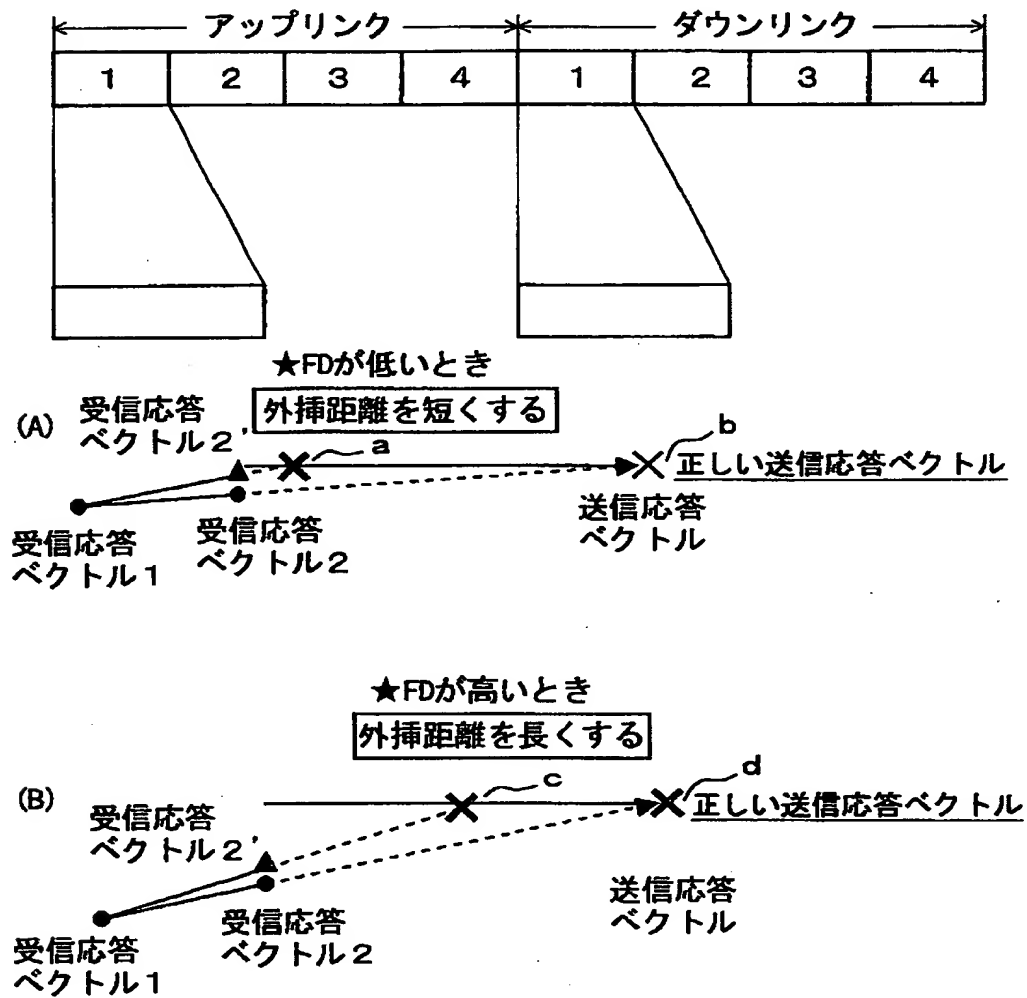


【図 4】

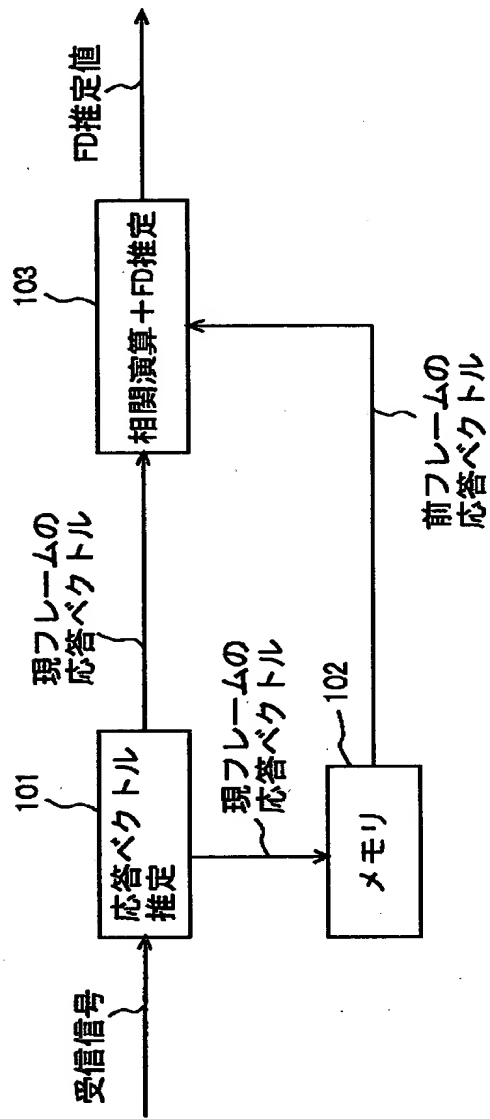




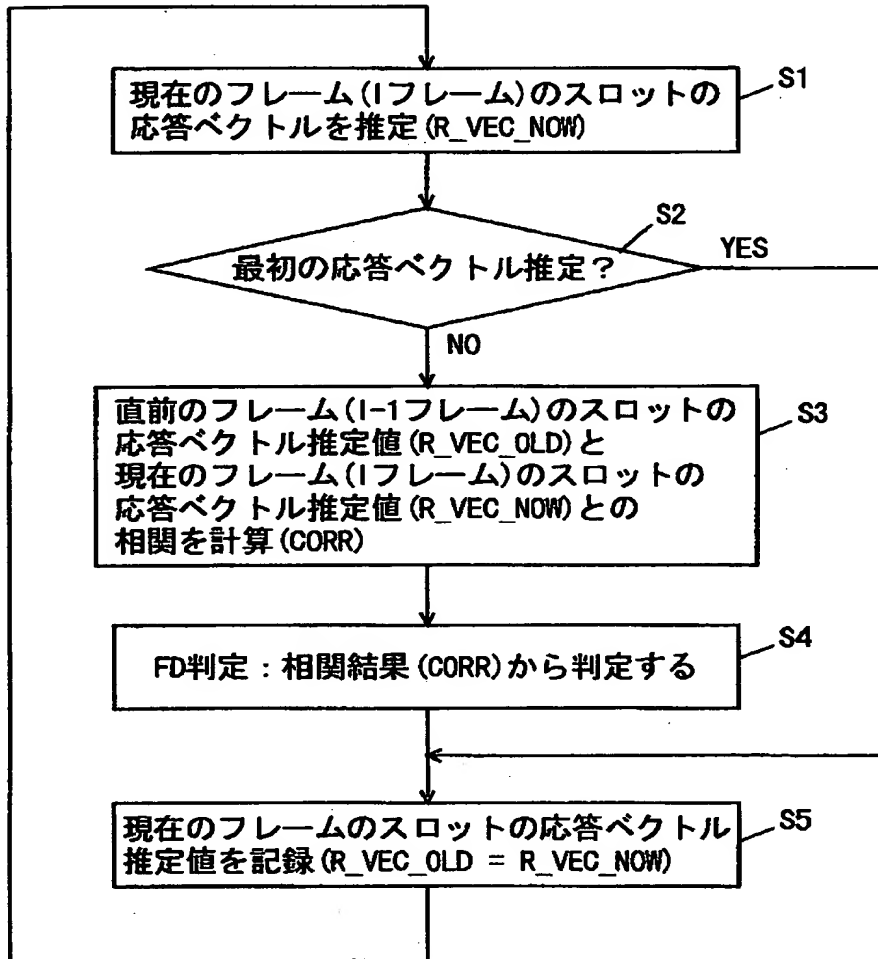
【図 5】



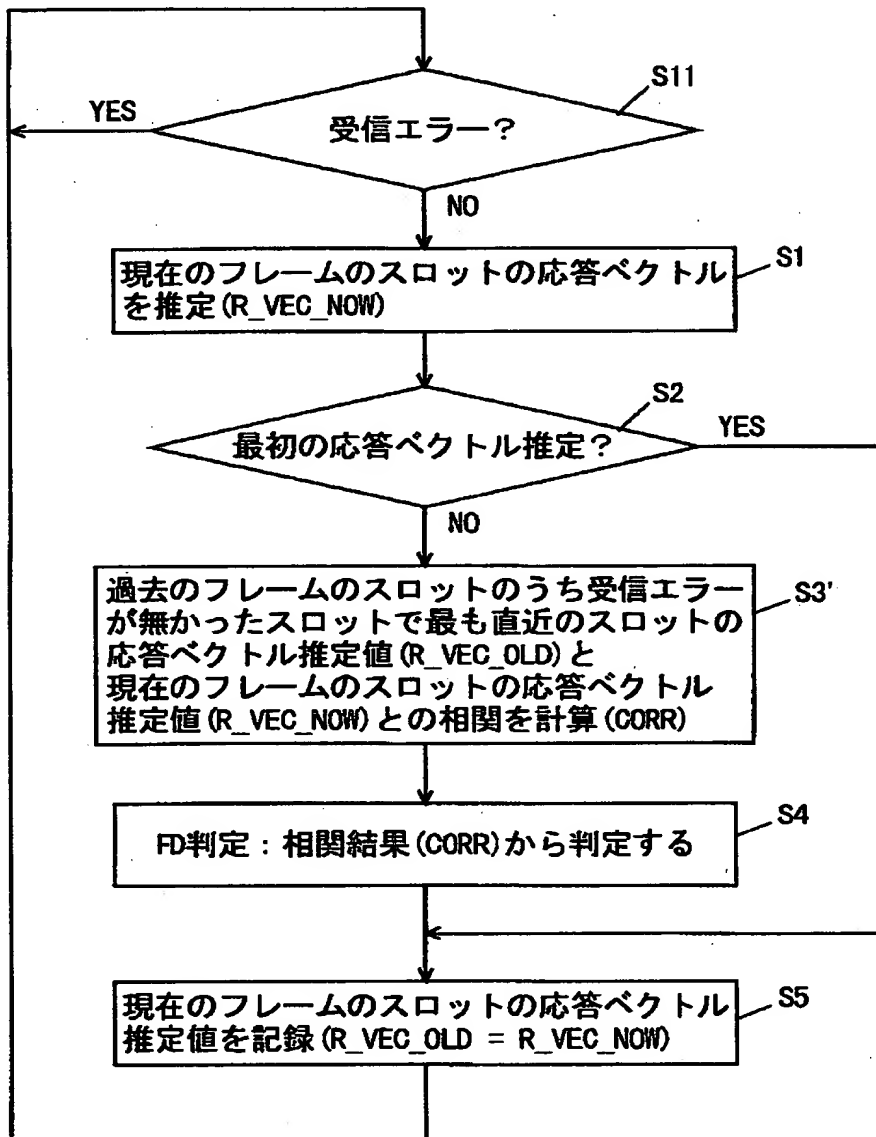
【図 6】



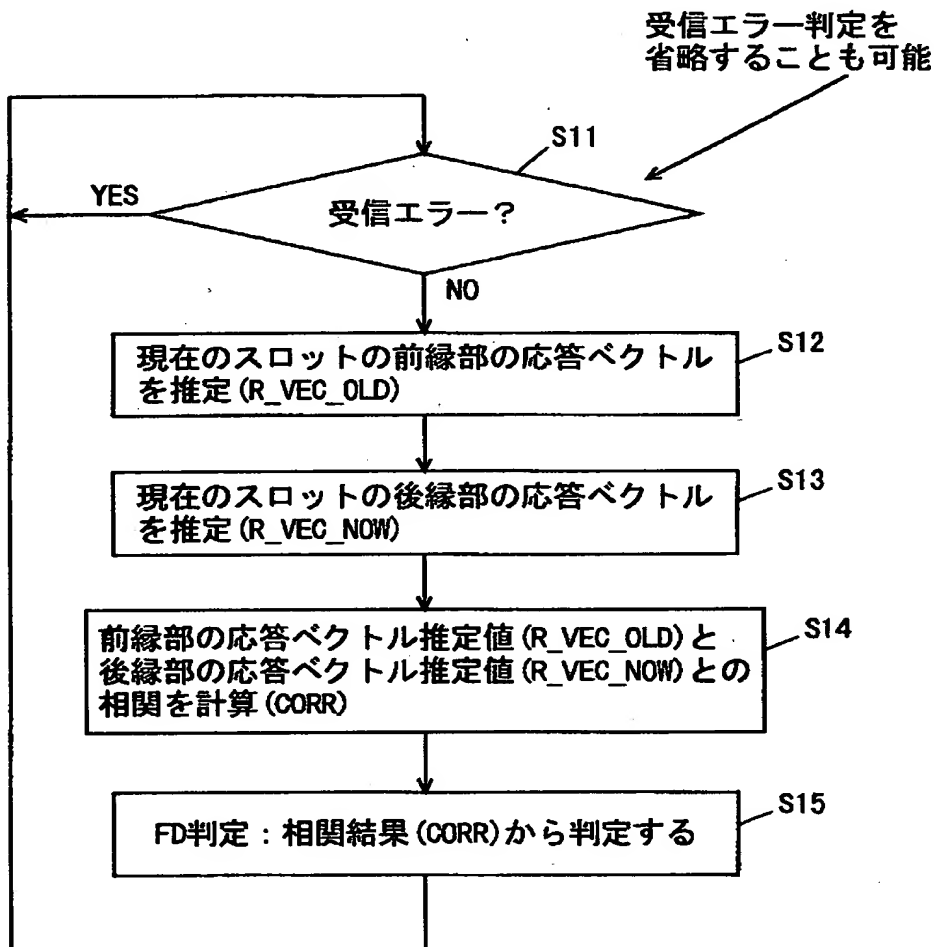
【図 7】



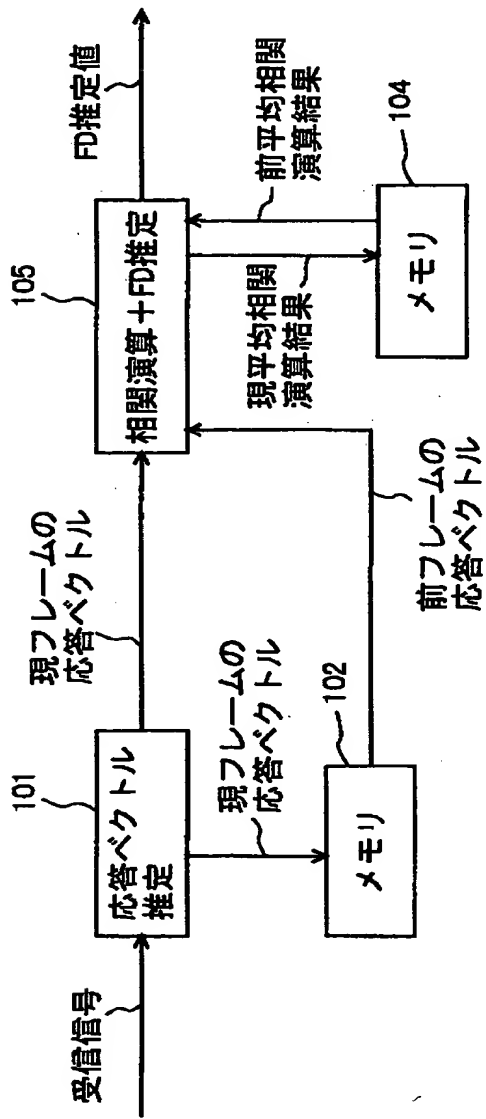
【図 8】



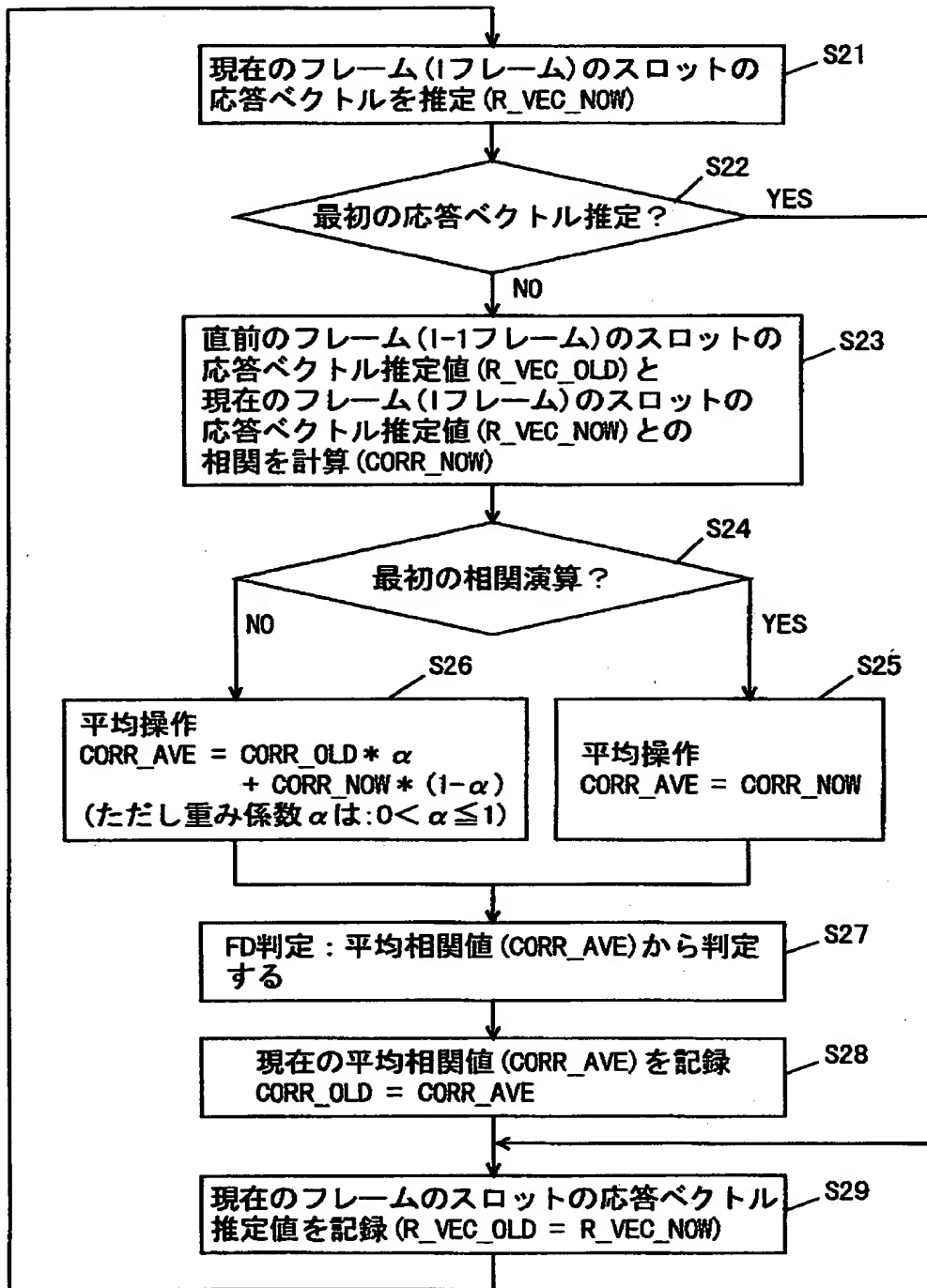
【図9】



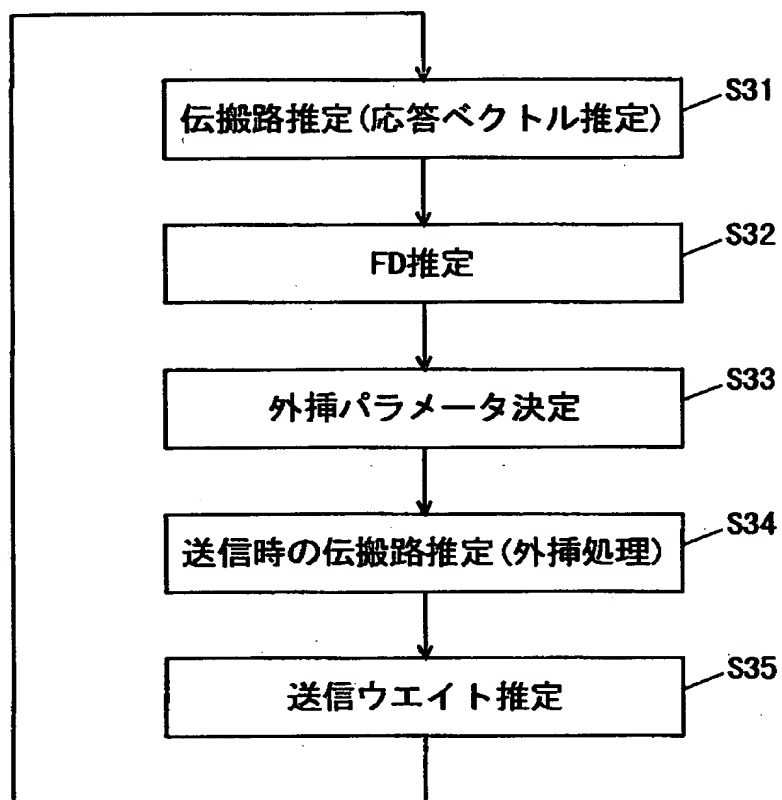
【図10】



【図11】



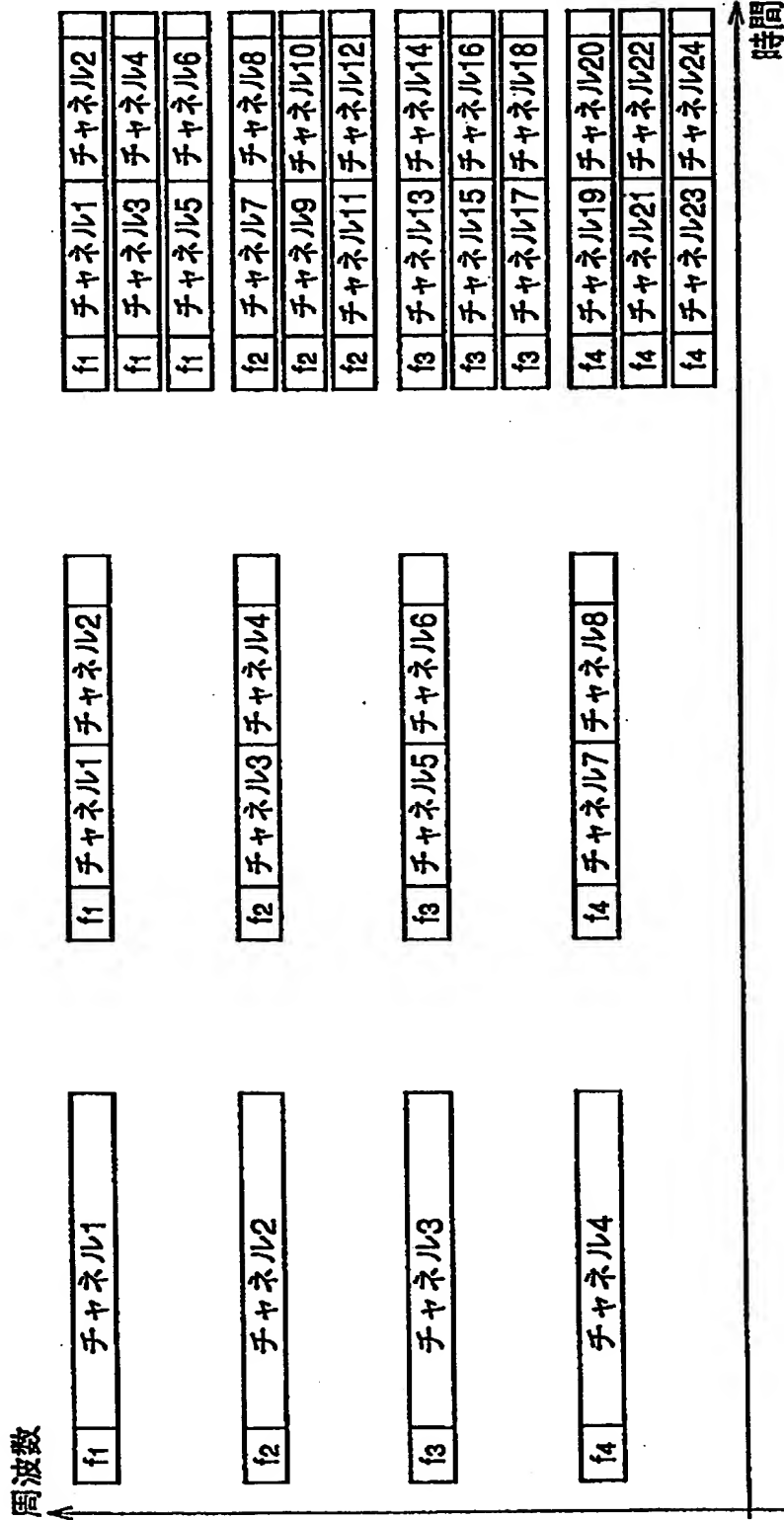
【図 1 2】



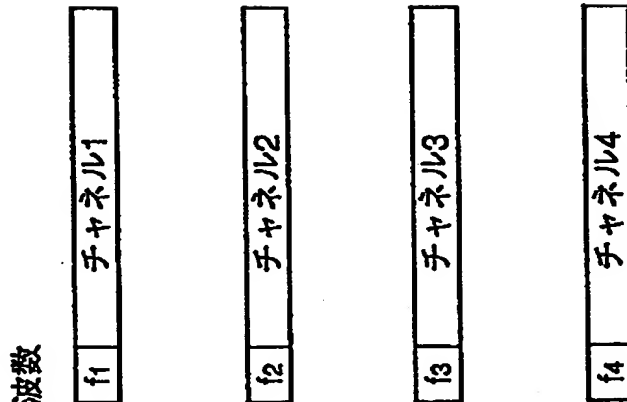


【図 13】

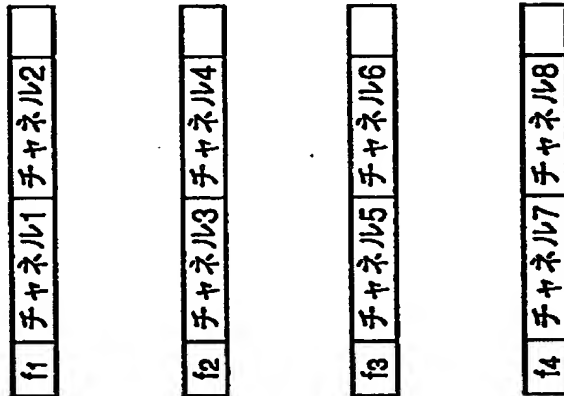
(c) PDMA  
Path Division Multiple Access



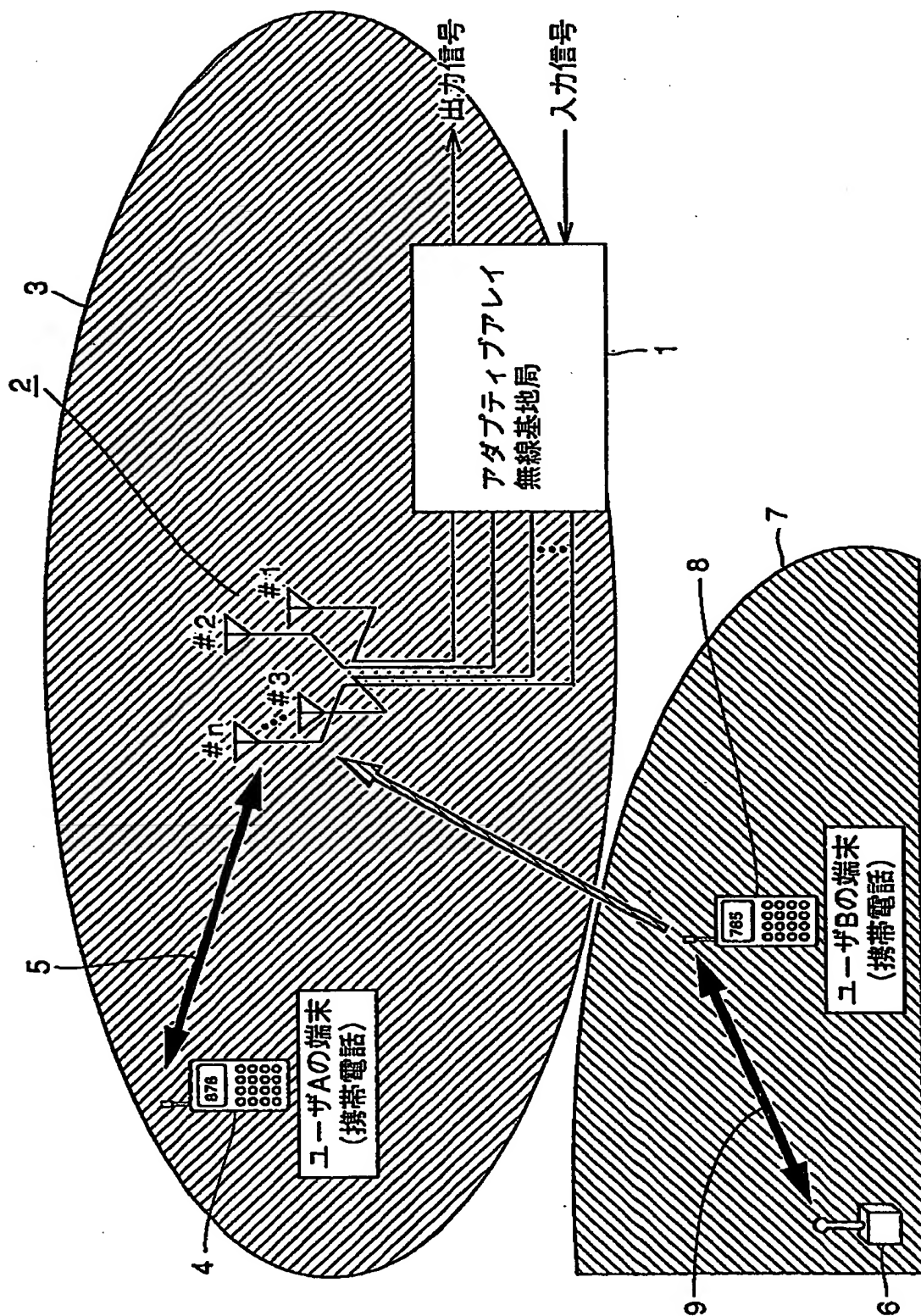
(a) FDMA  
Frequency Division Multiple Access



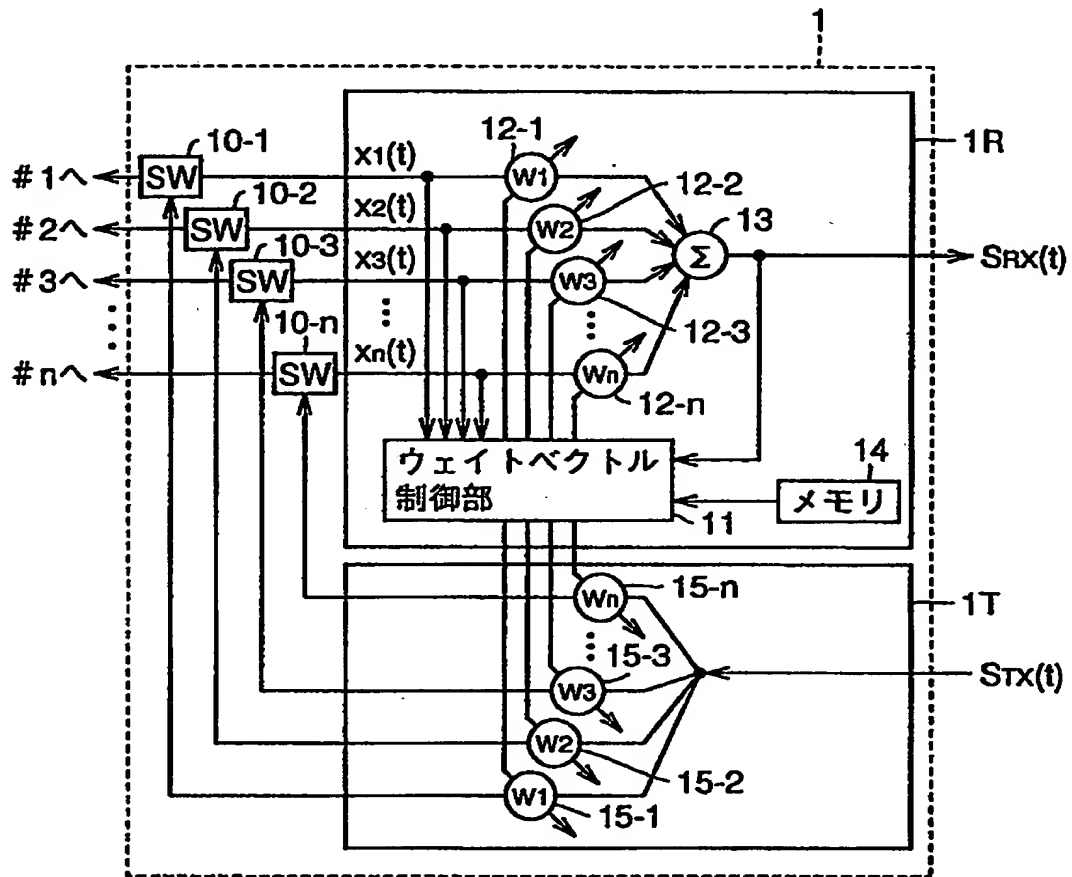
(b) TDMA  
Time Division Multiple Access



【図14】



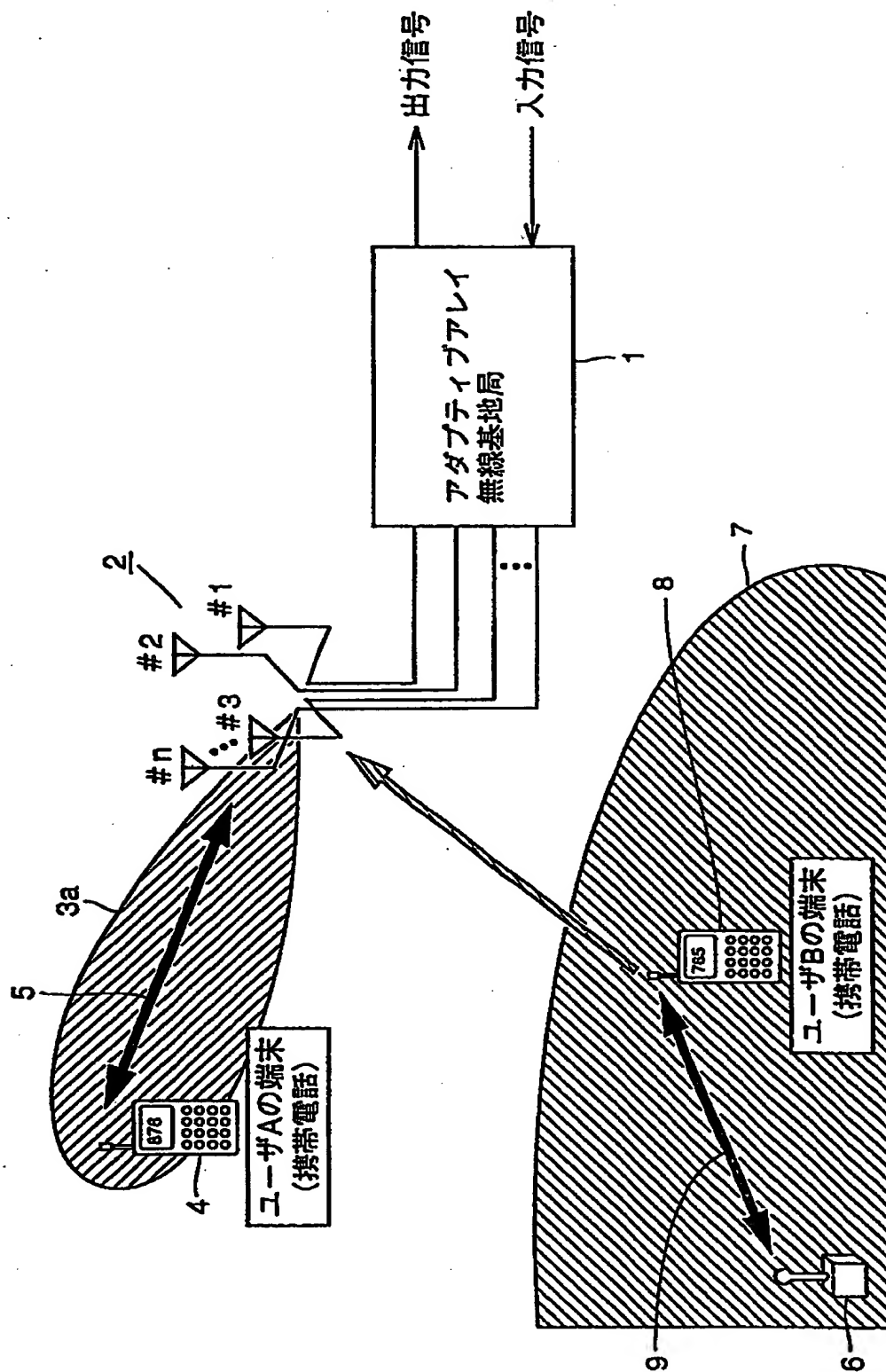
【図 1 5】



【図16】

1	0	...	1	0	1	...	0	1
ブリアンブル (無線基地局にとって、既知の信号系列)				データ(音声など) (無線基地局にとって、未知の信号系列)				

【図17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 受信信号における干渉成分の影響を受けることなくユーザ端末ごとのドップラー周波数を正確に推定することができるドップラー周波数推定回路およびそれを用いた無線装置を提供する。

【解決手段】 無線装置 1 0 0 0 は、アダプティブアレイアンテナ # 1 ~ # 4 からの信号のうち特定の端末からの信号を受信ウェイトベクトル計算機 2 0 で計算される受信ウェイトベクトルに基づいて分離する。受信応答ベクトル計算機 2 2 は、特定の端末からの信号の伝搬路の受信応答ベクトルを導出する。相関演算およびドップラー周波数推定回路 1 0 3 は、連続するフレームの対応するスロットの送信応答ベクトル同士の相関値を算出し、予め求められた対応関係に基づいて対応するドップラー周波数を推定する。送信応答ベクトル推定機 3 2 は、推定されたドップラー周波数に応じて外挿処理を施し、送信応答ベクトルを予測する。

【選択図】 図 6

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000001889]

1. 変更年月日	1993年10月20日
[変更理由]	住所変更
住 所	大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
氏 名	三洋電機株式会社